ウェアラブル型常時測定バイタルセンサの研究

加川　敏規

電気通信大学　情報理工学研究科

博士（工学）の学位申請論文

2013 年 3 月

目次

図目次

表目次

第1章　序論

近年，我が国では情報通信技術（ICT）の医療分野への適用を目指した医工連携の研究が活発化している．肥満やメタボリックシンドロームなどに代表される生活習慣病に起因する心疾患の予防が重要視され，運動を中心としたリハビリテーションの必要性が認識されている[1][2][3][4]．さらに，高齢化社会の到来に伴い，高齢者や特に独居者の健康管理と健康状態モニタリングが重要視され，バイタルサインの 24 時間常時モニタリングの必要性が高まっている[5][6][7][8][9][10][11][12][13][14]．日本の 65 歳以上の人口比率は 2005 年に 20%を超え，他の先進諸国を上回って世界一となった．この増加傾向は今後も続き，2030 年には 31.8%，2055 年には 40.5%と 4 割を超える見込みとなっている[3][15].

人間の健康状態に異常が発生した場合，その影響は体温，脈拍数，血圧，血中酸素濃度，血糖値や心電図などのバイタルサイン（バイタルサイン）の変化となって人体から「出力」される．したがって，病気の予防を行うためには，人体から出力されるバイタルサインをモニタリングすることが有効である．また，バイタルサインは 1 日のうちで刻一刻と変化するものであり，不規則に発生するバイタルサイン以上の発見やその原因究明には，昼夜を問わずバイタルサインを常時モニタリングできる環境が必要不可欠である[16][17].

本研究は，人間のバイタルサインを常にモニタリングすることで，その人間の健康が今どのような状態にあるのかを判断することを目的としている．これらバイタルサインをリハビリテーションを安全に行うための身体機能指標として用いるとともに，最終的には，バイタルサイン常時モニタリングによって得られたデータを医師に提供することによって，患者一人当たりの医師占有時間を軽減し，かつ，患者が直接医師の診断を受ける前に 0 次診断を出す医療エキスパートシステムの構築を目指すものである．

これを実現するためには，複数のバイタルセンサを身体に装着し，バイタルサインをリアルタイムに解析複数センサ間での情報通信が必要不可欠となる．さらに，人体上で集約したセンサ情報を外部ネットワークに伝送するためのネットワークアクセス技術の確立も必須となる．

このような構想のもと，本研究ではリアルタイムバイタルサインセンシングによる健康状態の常時モニタリングを行うヘルスケアネットワークシステム構築[16]を目指し，リアルタイムバイタルサインセンシングを行うための装置およびデータ処理アルゴリズムについて検討した．具体的にはウェアラブルな脈拍数・呼吸数・血圧値・心電図・運動量のセンサ，ならびにセンサ間通信方式，低消費電力化などである．

本論文では主に脈拍数・呼吸数計測センサについて述べ，その他については付録としてまとめた．

1.1　研究背景

1.1.1　現在の医療問題および健康状態モニタリングの必要性

我が国では高齢化社会の到来により，心疾患や循環器系疾患などの生活習慣病の増加が社会問題となり医療を利用する人が増加している．その結果，医師数と患者数の比率は圧倒的に患者数が大きくなっている．救急搬送の患者が病院から受け入れを断られ亡くなるという問題も，医師不足が生み出す悲劇のひとつである．

以下に，病床 100 床あたりの医師数および看護職員数をドイツ，アメリカと比較したグラフを示す．

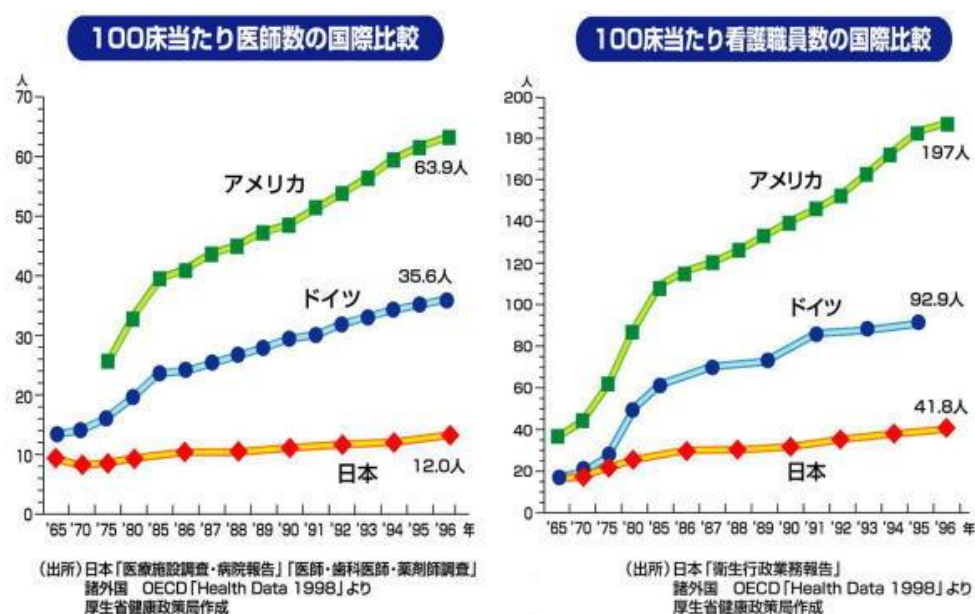



図 1.1　医師，看護職員数の比較

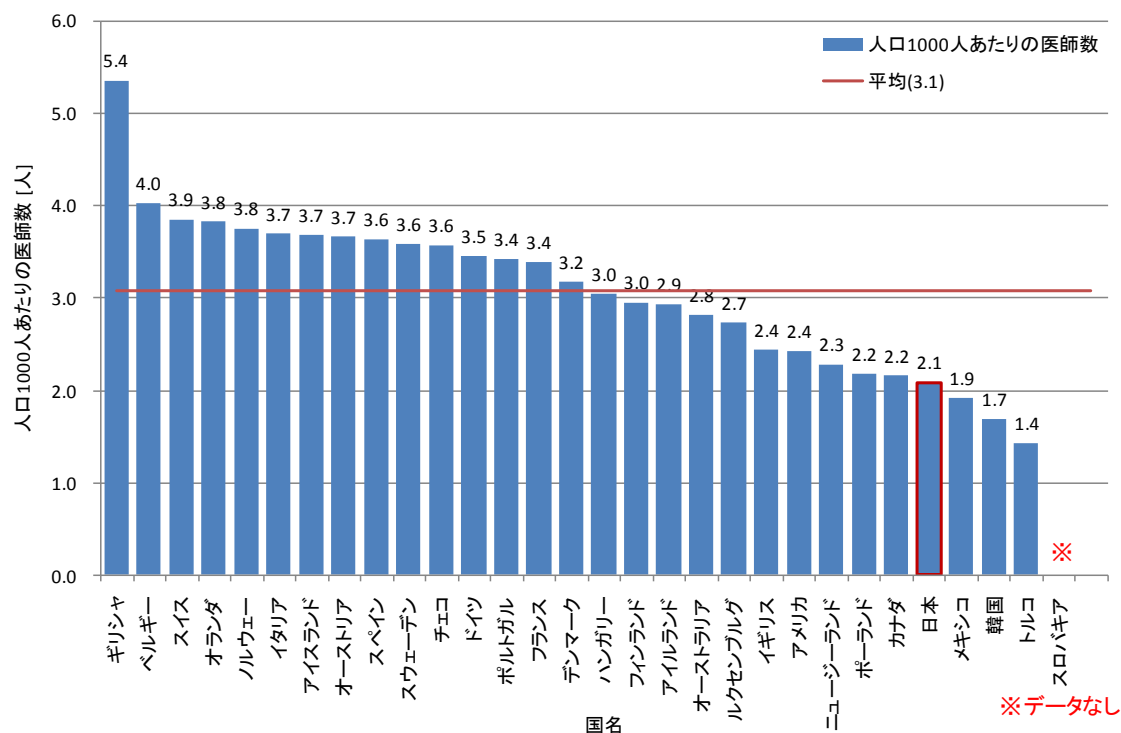
このように，医師数はアメリカの 1/5，ドイツの 1/3，看護職員数はアメリカの 1/5，ドイツの 1/2 で, 毎年その格差は広がっている. このような日本の病院の医師, 看護職員不足は, 医療の質にも影響している.

出典: OECD Health Data 2009
http://www.oecd.org/document/16/0,3343,en_2649_33929_2085200_1_1_1_1,00.html

図 1.2　OECD 加盟国人口 1000 人当たりの医師数（2006）

また，図 1.2 に示すように，OECD（経済協力開発機構）加盟国と比較しても，日本は圧倒的に医師が少ないということが分かる．

しかし，医師の数を増やすにも莫大な時間とコストがかかり，早急な問題解決はできない．

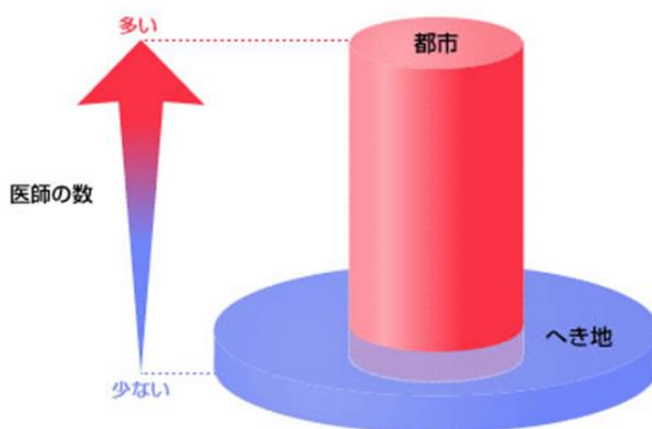



図 1.3　医師の偏在

また，図 1.3 のように医師は偏在しており[18]，現在の医師研修制度の影響によって医師数の地域格差は加速している．単に医師の数を増やせば簡単に解決する問題ではなく，地域に関係なく十分な医療を提供できることが問題解決のかなめである．特にへき地の医師の負担は大きいと考えられる．

よって，医師の負担を減らすため，患者が医師の診察を受ける前に自らの健康状態を常時モニタリングして把握し，かつモニタリングしたデータを医師が利用することによって効率的な診察ができるようなシステムが必要になる．

1.1.2 特定健診・保健指導の動き

脂質異常，高血圧などのリスクが多いほど動脈硬化を起こしやすくなるというメタボリックシンドローム（内臓脂肪症候群）の考え方を取り入れた健康診断「特定健診・保健指導」が厚生労働省指導のもと平成 20 年 4 月から始まっている．

国民の運動，栄養，喫煙面での健全な生活習慣の形成をはかり，国民の「予防」の重要性に対する理解の促進を目指すもので，必要に応じた効果的な保健指導を国が積極的に展開するものである．

この取り組みでは 40 歳から 74 歳の人すべてに健診と保健指導を義務付け，受診率や改善率が低い場合は保険者に対する罰則が科せられる．このような動きが国主導によって行われることになったため，病気予防や健康管理は一層重要になっている．

1.2 研究目的

本研究ではこれらの課題を克服するための方策としてヘルスケアネットワークシステムの構築を目指し，基盤技術となる健康状態の常時モニタリング法について検討を進める．ヘルスケアネットワークシステムとは，人間のバイタルサインをリアルタイムでモニタし，必要な情報をインターネットなどを介してリアルタイムで医療，介護，看護，健康管理センサに提供するものである．

ヘルスケアネットワークシステムを通じてバイタルサインを常時モニタリングすることは病気の早期発見・早期治療に貢献するだけではない．バイタルサインセンサを装着した人間が何らかの要因によって昏睡状態に陥り，自らで救急要請ができない場合になっても，バイタルサインの変化から異常を検知して自動的に警報を発し，必要に応じて救急要請を行うことも可能となる．本論文では，独居者や在宅患者の見守りや生存確認を行うためのインフラとしての利用についても検討する．

さらに，僻地においても都市部と等しい診断や治療を行える遠隔医療は，情報通信技術やリアルタイムセンシング技術なしでは行うことができない．このように，現在の医療，看護の分野に積極的・全面的に IT 技術を導入することによって，現在よりもさらに効率的

で快適な医療環境を実現することができる．

ヘルスケアネットワークシステムは以下の 3 つの要素で構成される．

1) バイタルサインセンサ
2) Body Area Network (BAN)
3) インターネットを用いた情報ネットワーク

図 1.4 に本研究が目指すヘルスケアネットワークシステムの概要図を示す．

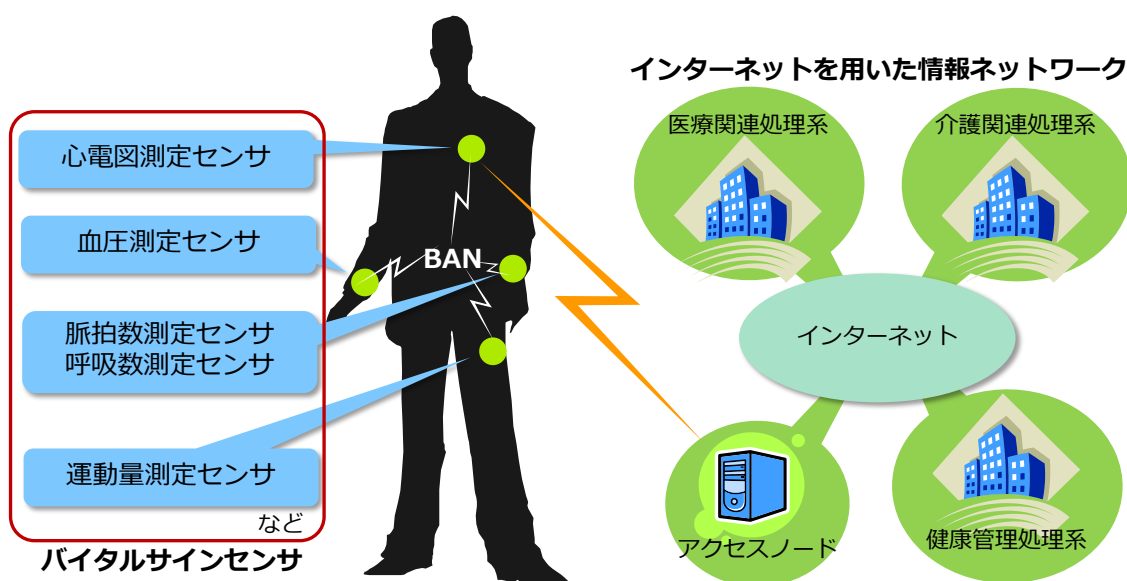



図 1.4　ヘルスケアネットワークシステムの概要図

1)バイタルサインセンサとはバイタルサインの常時センシングを可能とするセンサ群であり，2)BAN とはバイタルサインセンサ群から得られたセンシングデータを本用途に特化した最適な通信方式によって集約するネットワークである．3)インターネットを用いた情報ネットワークとは BAN が集約したセンシングデータを医療，介護，健康管理等の目的でインターネットを介して利用できるようにする仕組みである．

図 1.5 にバイタルサインセンサ装着位置を示す．

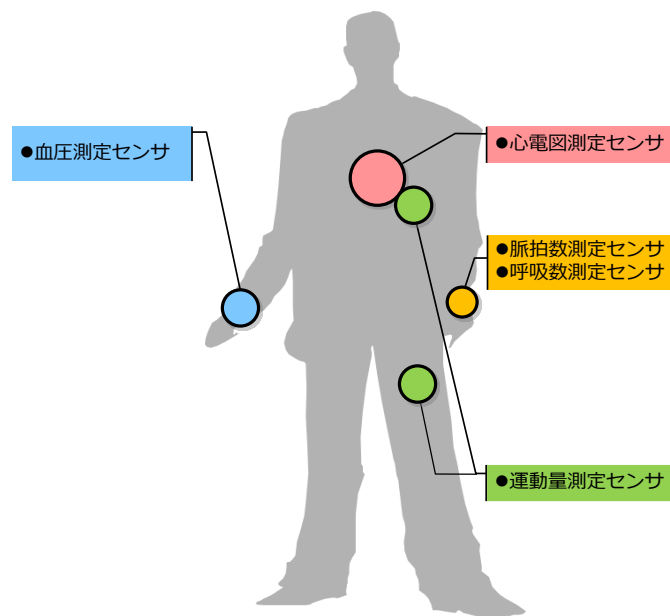



図 1.5　バイタルサインセンサ装着位置

バイタルサインセンサは，胸部に装着される心電図測定センサと，胸部および大腿部に装着される運動量測定センサ，手首に装着される脈拍数測定センサ，呼吸数測定センサ，および血圧測定センサから構成される．心電図測定センサは心筋が発する微弱な電流による体表面の電位変化を読み取り心電図波形を取得する．センサはボタン電池で駆動し胸部上にマウントされる．運動量測定センサは胸部と大腿部に装着され，身体が動く際の加速度値から運動強度 METs 値を推定する．脈拍数測定センサおよび呼吸数測定センサは手首に装着され，血流量の変化を赤外線を用いて電圧値に変換した光電脈波波形から脈拍数および呼吸数を取得するものである．

1.3　研究対象と課題

本論文では，ヘルスケアネットワークシステムのうち，バイタルサインセンサの研究を主に推進する．図 1.6 にバイタルサインセンサ群，BAN，インターネットを用いた情報ネットワークの研究領域を示す．

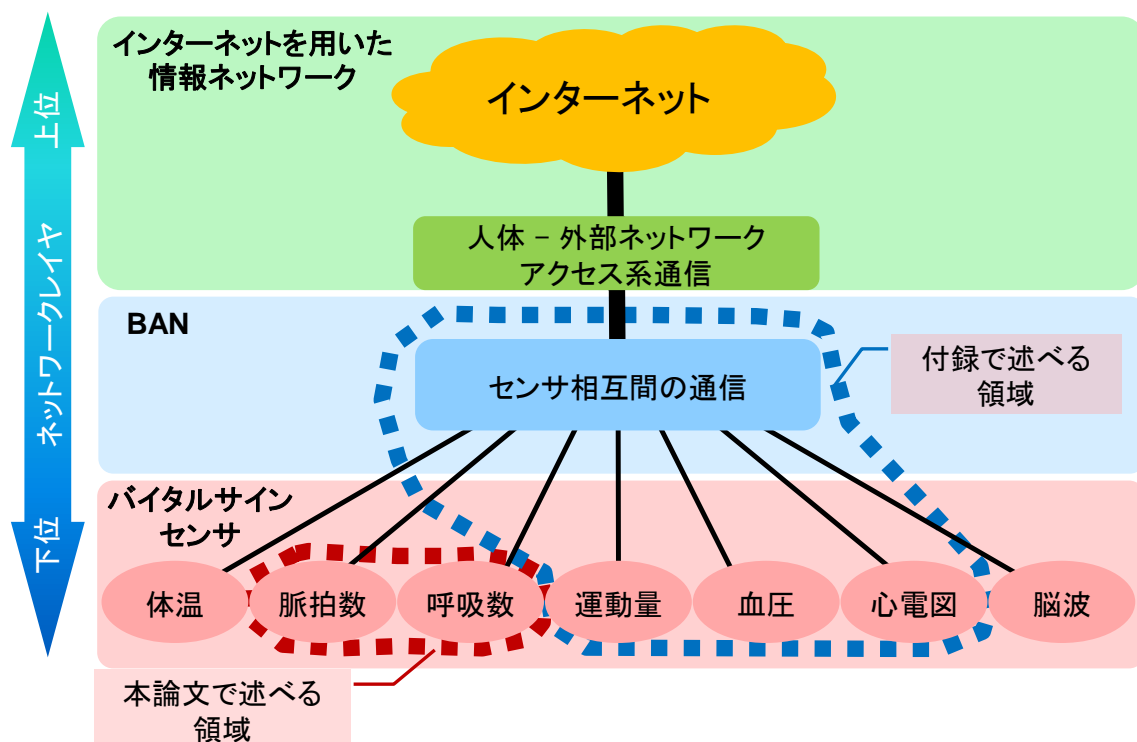



図 1.6　研究領域図

ヘルスケアネットワークシステムの研究領域として，バイタルサインセンサ群は体温，脈拍数，呼吸数，運動量，血圧値，心電図および脳波を取得するセンサが挙げられる．BAN は人体近傍でのセンサ相互間通信を行い，インターネットを用いた情報ネットワークは BAN とインターネットをつなぐアクセス系通信を行う．

バイタルサインセンサは，人体に装着して用いるという特性上，いくつかの技術課題がある．人間がセンサを装着しても違和感なく生活を送るためには，センサは極力小型・軽量であることが望まれる．さらに電池などの限られた電源リソースで駆動するため，低消費電力動作であることが必須となる．BAN は人体の近傍で用いる無線ネットワーク技術であり，使用する人間がどのような環境にあっても通信品質が劣化しない通信方式を適用する必要がある．

本論文では，バイタルサインセンサの中の脈拍数測定センサおよび呼吸数測定センサ（図 1.6 赤色破線）について詳述し，運動量測定センサ，血圧値測定センサ，心電図測定センサ，センサ相互間通信（図 1.6 青色破線）については付録で述べる．

1.4　本論文の構成

第 2 章では，従来の脈拍数・呼吸数測定の概要と常時計測に適用した際の問題点を述べる．第 3 章および第 4 章では，第 2 章で述べた問題点に対する解決策として，本研究が提案するウェアラブル型センサの構成，動作原理，および性能について詳述する．第 5 章では，本研究を総括し，本研究によって得られた結果と今後の課題を述べる．

第2章　従来の脈拍数・呼吸数測定センサ

2.1　ウェアラブル型での測定

2.1.1 脈拍数の測定

図 2.1 に従来のウェアラブル型脈拍数測定センサの例を示す．ウェアラブルの脈拍数測定で用いられるセンサは大きく分けて以下の 3 種がある．

・胸部装着型
・指装着型
・腕時計型

これらのセンサにはそれぞれメリット／デメリットが存在し，用途に分けて用いられている．

(a) 胸部装着型　(b) 指装着型　(c) 腕時計型

図 2.1　従来のウェアラブル型脈拍数測定センサ

次に，それぞれの脈拍数測定センサの例と簡単な仕様を解説する．

(a) 表示部　(b)胸ベルト部

株式会社 マルマンプロダクツ Web サイトより引用
(http://www.maruman-products.co.jp/jp/prod/fitcare/fc_top.html)

図 2.2 胸部装着型センサ例

図 2.2 に胸部装着型センサ例を示す．胸ベルト部に簡易な心電図センサが搭載されており，心電図波形の R 波間隔から脈拍数を算出し，脈拍数を腕時計型の表示部に表示するというものである．表 2.1 に胸部装着型センサの諸元を示す．

表 2.1 胸部装着型センサ諸元

電池寿命	表示部：約 2 年 胸ベルト部：約 1.6 年
脈拍数レンジ	30bpm – 240bpm
電源	表示部：CR2032, 3V 胸ベルト部：CR2032, 3V
時間表示	12/24 時間表示
カレンダー範囲	2005 年—2055 年
ストップウォッチ機能	99 時間 59 分 59 秒
胸ベルト部長さ	70cm – 120cm
防水機能	表示部：日常生活防水 胸ベルト部：防汗構造

胸部装着型センサは胸部から心電図を取得して脈拍数を算出するため，体動による精度の低下が小さく，ジョギングなどの運動モニタとして用いられることが多い．しかし，装着するためには一旦裸になり胸ベルトを装着する必要があるため，気軽に行う日常生活での脈拍数計測用途としては不適である．

日本精密測器株式会社 Web サイトより引用
(http://www.nissei-kk.co.jp/html/hr40.html)

図 2.3　指装着型センサ例

図 2.3 に指装着型センサ例を示す．指に巻いたバンドに光電脈波センサが搭載されており，毛細血管が多数ある指から光電脈波を取得するものである．表 2.2 に指装着型センサの諸元を示す．

表 2.2 指装着型センサ諸元

測定方法	緑色光電式脈拍検出方式
耐運動性能	ジョギング程度の運動まで
脈拍数レンジ	30bpm – 238bpm
精度	±3%
消費カロリー計算範囲	0 – 9999kcal
脈拍記録時間	最大 225 分
寸法	約 65×45×12mm
重さ	約 33g
電源	CR2032, 3V

指装着型センサは光電脈波検出レベルの強い指を用いて脈拍数を算出するため，胸部装着型センサ同様体動による精度の低下が小さい．しかし，手の動きを大きく制限するため

日常生活での使用には適さない．

　また，リングの内側に光電脈波センサを搭載した指輪型の脈拍数センサも開発されている．図 2.4 に指輪型センサ例，表 2.3 に指輪型センサ例の諸元を示す．

株式会社トライテック Web サイトより引用

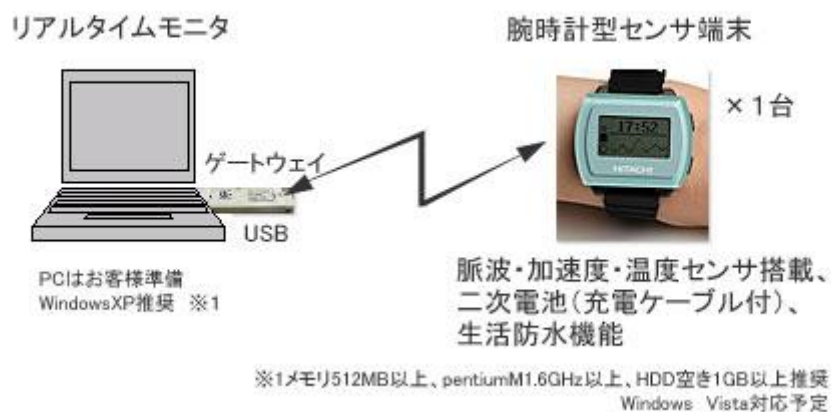
(http://www.trytech.co.jp/pulseplus.html)

図 2.4　指輪型センサ例

表 2.3　指輪型センサ例の諸元

脈拍数レンジ	30 – 250bpm
精度	±3bpm（静止時）
温度表示範囲	0℃ ～50℃
温度表示精度	±4℃
時計機能	12 時間
動作環境温度	0℃ ～50℃
保管環境温度	-20℃ ～60℃
電源	CR2032, 3V
最大燃焼カロリー表示	9999kcal
最大累積時間	99 時間 59 分 59 秒

　指輪型センサは指先に装着するだけで計測が可能であるため，胸部装着型センサよりも手軽に使用することができる．しかし，指にセンサを装着するため手を使う動作が制限され，日常生活での連続的な脈拍数計測用途には適していない．

　図 2.5 に，これまでに開発された腕時計型脈波センサの例を示す．腕時計本体に光電脈波検出センサが搭載されており，手首周りの血管の血流量変化を取得するものである．表 2.4 に腕時計型脈波センサの諸元を示す．

株式会社 日立製作所 Web サイトより引用

(http://www.hitachi.co.jp/wirelessinfo/as_entrymodel_02plus.html)

図 2.5 腕時計型脈波センサ例

図 2.6 腕時計型脈波センサ例（前面）

図 2.6 に腕時計型脈波センサの前面写真を示す．外観は一般的な腕時計サイズであり，表示部にはモノクロの LCD が搭載されている．

図 2.7 腕時計型脈波センサ例（背面）

図 2.7 に腕時計型脈波センサの背面写真を示す．3 つの黒い球体が配置されており，左からフォトトランジスタ, 赤外 LED, フォトトランジスタの順に並んでいる. 中央の赤外 LED から赤外線を照射し，左右の 2 つのフォトトランジスタで受光する仕組みである.

図 2.8 腕時計型脈波センサ例（装着例）

図 2.8 に腕時計型脈波センサの装着例を示す．腕時計のように手首に装着，本体背面の赤外 LED から発せられた赤外線を手首の血管に照射し，赤外 LED の周囲に配置した 2 つ

のフォトトランジスタで赤外線の反射光を受けるものである．

腕時計型脈波センサは胸部装着型・指装着型センサとは異なり，腕時計をつける感覚で容易に用いることができる．そのため，日常生活での常時脈拍数計測用途としての利用には適している．しかし，手首では光電脈波の検出レベルが低いため，光電脈波出力が安定せず，本体の装着具合によっては光電脈波の検出が不可となる欠点がある．

表 2.4 腕時計型脈波センサ諸元

測定方式	赤外光電式脈拍検出方式
通信規格および無線周波数	IEEE802.15.4, 2400 – 2480MHz
通信距離	屋内：最大 20m
データ通信速度	250kbps(ピーク時)
搭載センサ	3 軸加速度センサ 脈波センサ 温度センサ（外気）
液晶ディスプレイ	4 文字（全角）×2 行
サンプリング周期	50ms(20Hz)
寸法	約 43×35×15mm
重さ	40g
電源	USB ケーブル充電式 充電時間：約 2 時間
その他	データメモリ内蔵（約 14 日分） 生活防水機能 時計機能（PC と時刻同期）

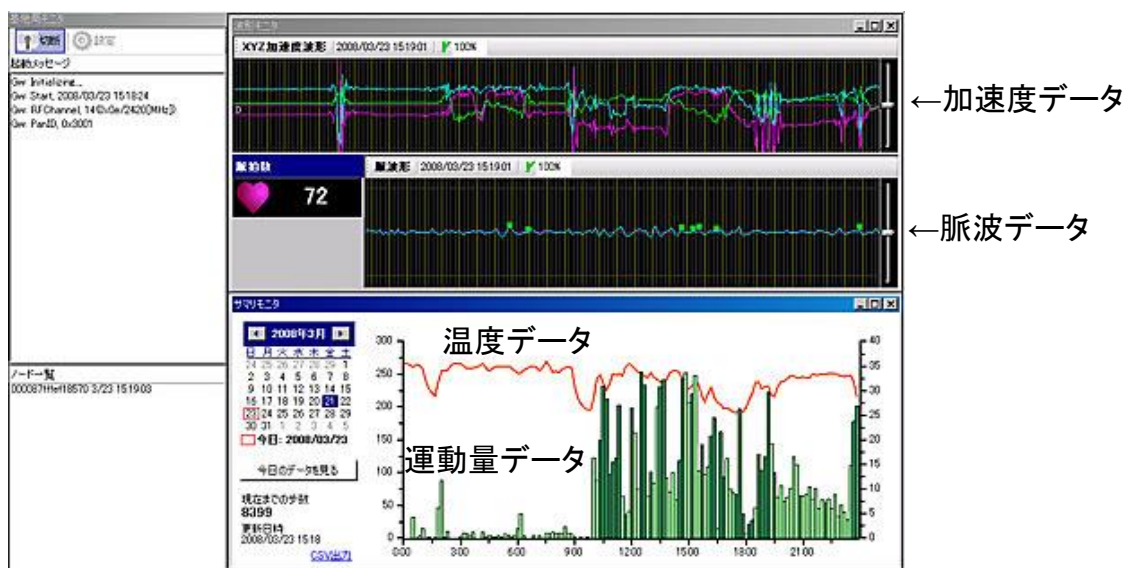



図 2.9 モニタ画面（PC）

表 2.5 モニタソフトの動作環境

本体	PC/AT 互換機
OS	Windows XP Professional (SP2 以上)
CPU	PentiumM 1.6GHz 以上
メモリ容量	512MB 以上
HDD 容量	10GB 以上
インタフェース	USB

図 2.9 に PC のモニタ画面，表 2.5 にモニタソフトの動作環境を示す．腕時計型センサから送られた脈波データ・加速度データ・温度データ・運動量データを記録およびリアルタイム表示するものである．

ウェアラブルではない一般的な脈拍数計測方法として，耳殻に光電脈波センサを取り付けるというものがある．これはエアロバイクやルームランナーなど，使用者の位置が変わらない環境で用いられている．図 2.10 に耳殻装着式光電脈波センサ例，表 2.6 に耳殻装着式光電脈波センサの諸元を示す．

株式会社コナミスポーツ＆ライフ Web サイトより引用

(http://www.konamisportsclub.jp/goods/cata/fitness/ai-ex.html)

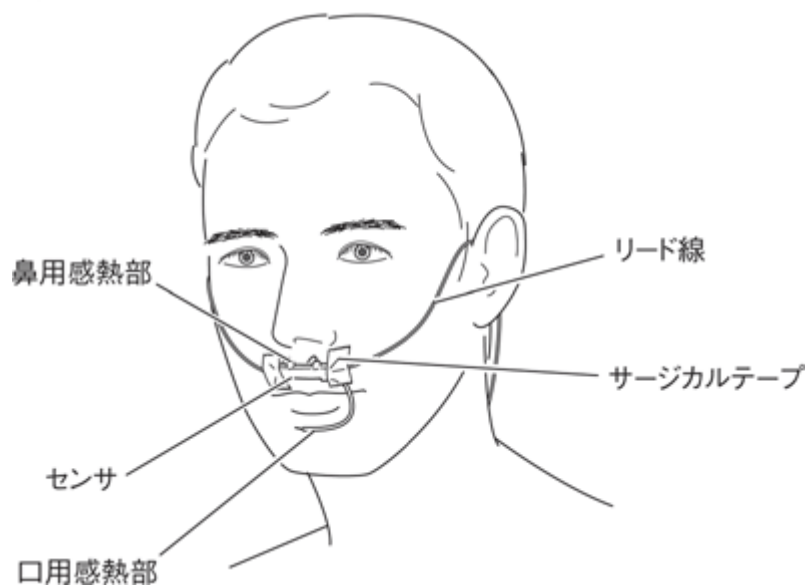
図 2.10　耳殻装着式光電脈波センサ例

表 2.6　耳殻装着式光電脈波センサの諸元

検出方式	光電脈波式
有効使用年齢	10 – 80 歳
脈拍数レンジ	40 – 199bpm
電源	エアロバイク本体から供給

これは耳殻毛細血管内の血流量の変化を光電脈波センサによって検出する方式である．そのため，センサと耳殻の接触具合や頭部のふらつきによって安定した光電脈波計測ができない場合がある．

安定した脈拍数測定を妨げる一因として，体動に起因する光電脈波波形の乱れが挙げられる．体動に伴う計測部位の血流量の変化，および計測装置と計測部位の間に発生するズレや隙間が光電脈波波形に影響を与える．この影響によって波形が乱れた光電脈波を除去するため，時間領域での波形変化を逐次解析し，体動の影響を受けた光電脈波を除去する研究が行われている[19]．また，光電脈波センサと共に加速度センサを用いて体動の影響のみを除去する研究も行われている[20]．

2.1.2 呼吸数等の測定

独立行政法人 医薬品医療機器統合機構 Web サイトより引用
（http://www.info.pmda.go.jp/ygo/pack/13B1X00206000005_A_01_02/）
図 2.11 呼吸数計測センサ例

呼吸数の測定は，図 2.11 に示すように鼻の下に温度センサを貼り付け，呼吸による空気の流れを観測するものが利用されている．装着により外観を大きく損なうため，ウェアラブルセンシングとして利用することは難しい．

また，心電図電極と圧力センサを着衣に縫いこみ，脈拍数および呼吸数を取得するという試みもある[21]．図 2.12 に着衣縫込み型心電図電極，図 2.13 に着衣縫込み型心電図電極によって得られる心電図を示す．

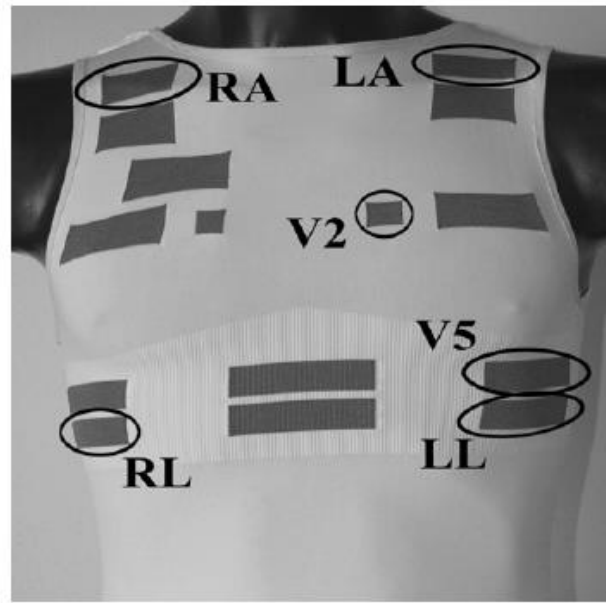



図 2.12 着衣縫込み型心電図電極

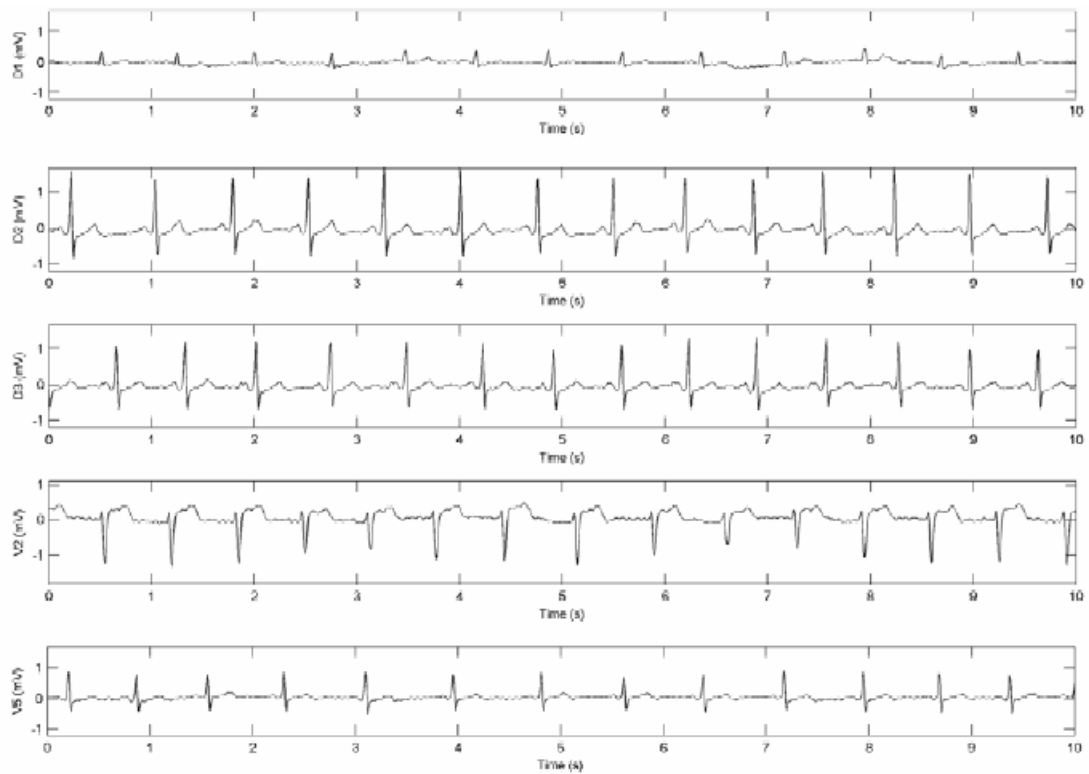



図 2.13 着衣縫込み型心電図電極によって得られる心電図

複数の心電図電極を着衣に実装することで，脈拍数だけではなく複数の誘導心電図を同時にセンシングすることができる．図 2.14 に着衣縫込み型圧力センサ，図 2.15 に着衣縫

込み型圧力センサから得られた呼吸波形および呼吸記録計波形を示す.

図 2.14 着衣縫込み型圧力センサ

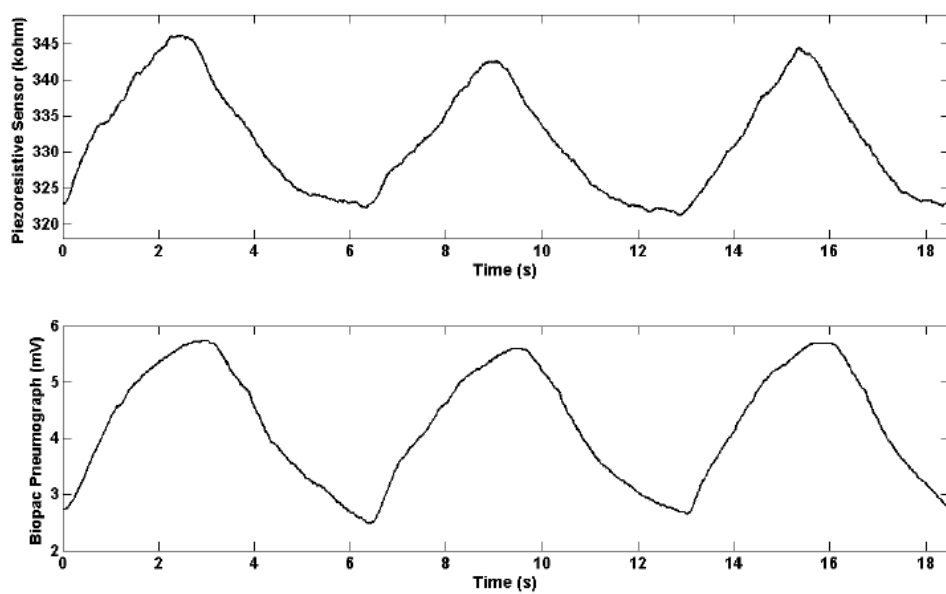



図 2.15 着衣縫込み型圧力センサ出力（上）および呼吸記録計出力（下）

圧力センサを胸部と腹部に縫込み，呼吸に伴う体表面の動きを検出するものである．圧力センサによって得られた呼吸変動は呼吸記録計の出力とよく一致している．

しかし，縫い込まれたセンサ・電極への配線は有線であるため，使用者の行動を制限してしまう．また，直に肌に触れる着衣（下着）であるためメンテナンスの煩雑さについての課題も残っている．

2.2 環境埋め込み型での測定

2.2.1 脈拍数の測定

また，環境にセンサを埋め込み脈拍数を取得する研究がある．その例として導電性の繊維をベッド上に配置し，心電図を計測する研究がある[22]．図 2.16 に導電性繊維を用いた心電図計測の構成，図 2.17 に導電性繊維を用いて得られた心電図を示す．

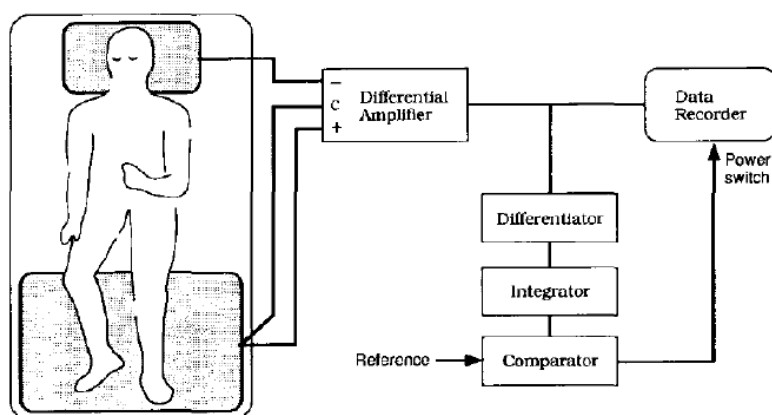



図 2.16　導電性繊維を用いた心電図計測の構成

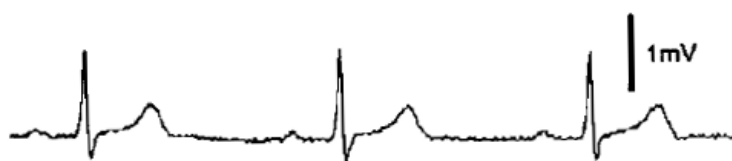



図 2.17　導電性繊維を用いて得られた心電図

心臓の動きによって発生する頭部と脚部の電位差を検出したものである．ベッドに寝るだけで心電図を取得することができ，睡眠時の脈拍数を計測することができる．

視覚センサを用いて脈拍数を計測する研究も行われている[23][24]．図 2.18 に視覚センサを用いた拍動検出の原理，図 2.19 に視覚センサを用いて検出した手首周りの拍動，および図 2.20 に視覚センサを用いた手首回りの拍動の時間変化を示す．

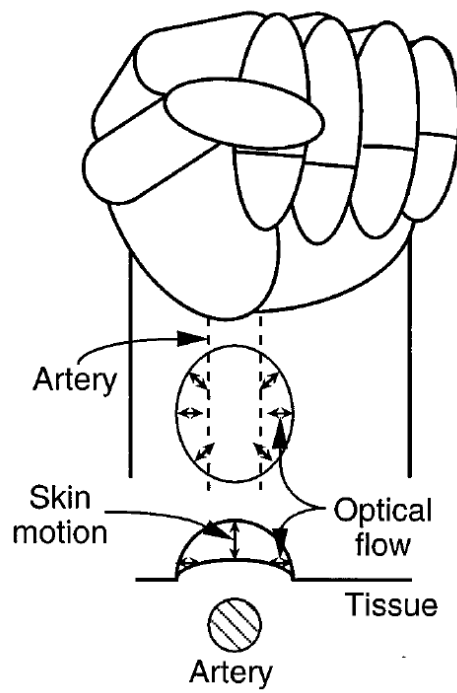



図 2.18　視覚センサを用いた拍動検出の原理

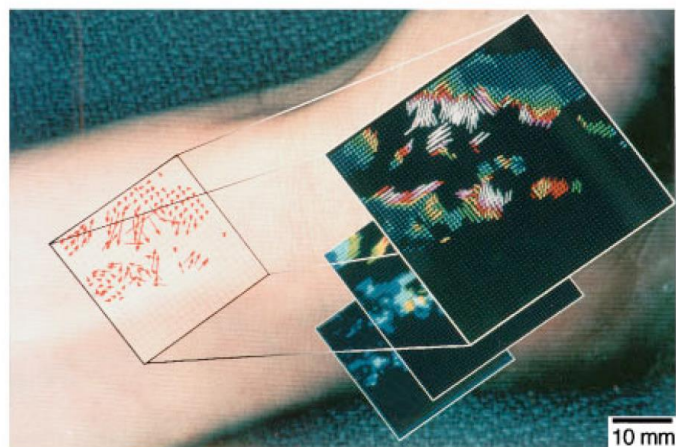



図 2.19　視覚センサを用いて検出した手首回りの拍動

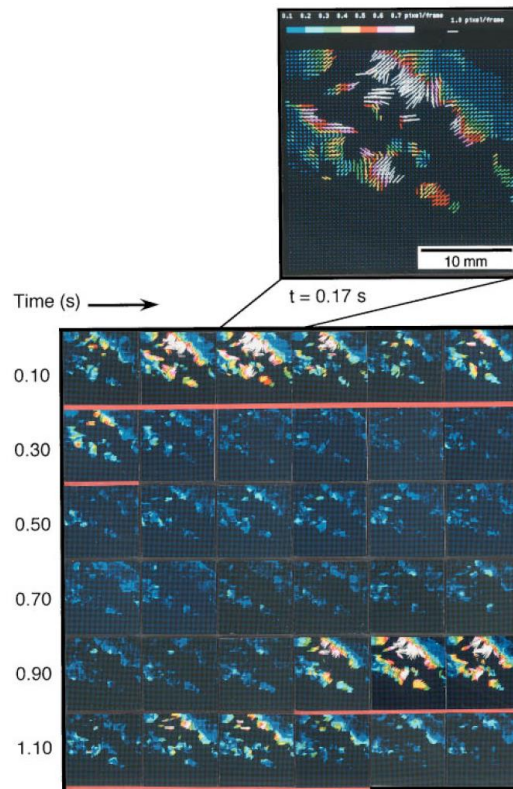



図 2.20　視覚センサを用いた手首回りの拍動の時間変化

視覚センサを用いた方法では，被験者は身体にセンサ類を装着すること無く，視覚センサの検知範囲内にいるだけで脈拍数の検出が可能である．しかし，体表面上で拍動が顕著な部位を視覚センサに常に向ける必要があることや，行動範囲が視覚センサの検知範囲内に限定されてしまう問題がある．

2.2.2　呼吸数等の測定

現在研究が行われているのは，センサを住環境に設置してセンシングを行う方法である[25]．図 2.21 にセンシング装置の写真を示す．

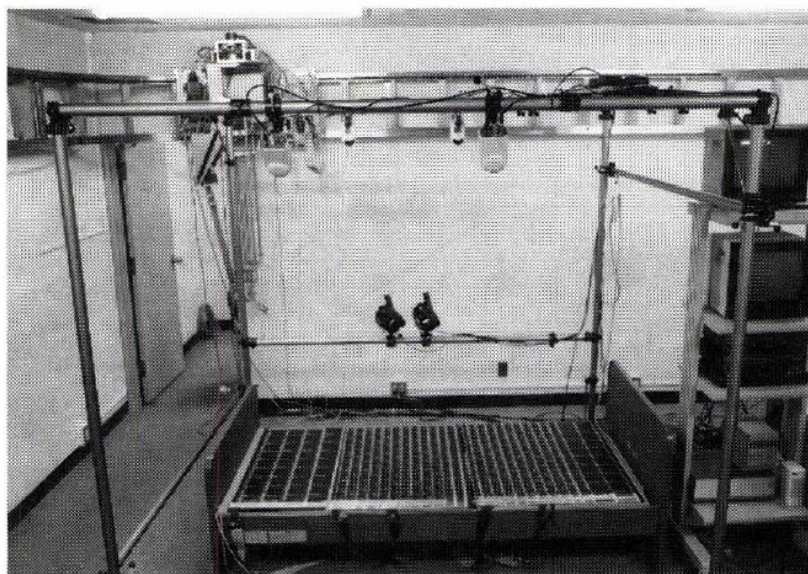



図 2.21 圧力センサによる呼吸数センシング装置

ベッドに圧力センサを埋め込むことにより，無侵襲・無拘束に睡眠中の人の呼吸数および体位を計測するシステムである．図 2.22 に圧力センサ， 表 2.7 に圧力センサ諸元を示す．

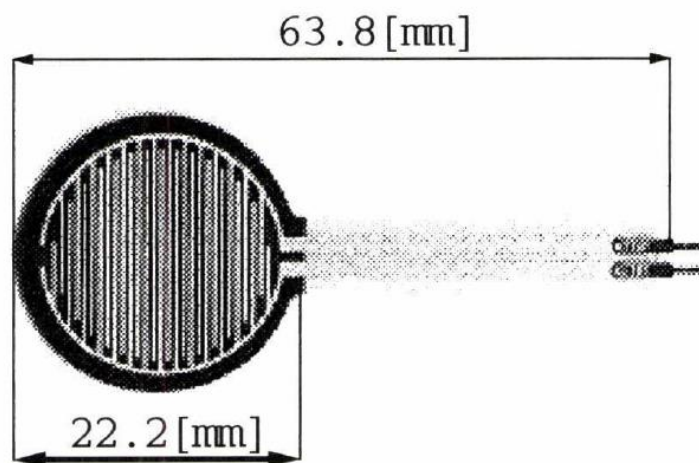



図 2.22 圧力センサ

表 2.7 圧力センサ諸元

直径	22.2 mm
厚さ	0.43 mm
検出レンジ	0.1 – 10.0 kg/cm^2

分解能	50 g/cm^2
価格	1,600 円

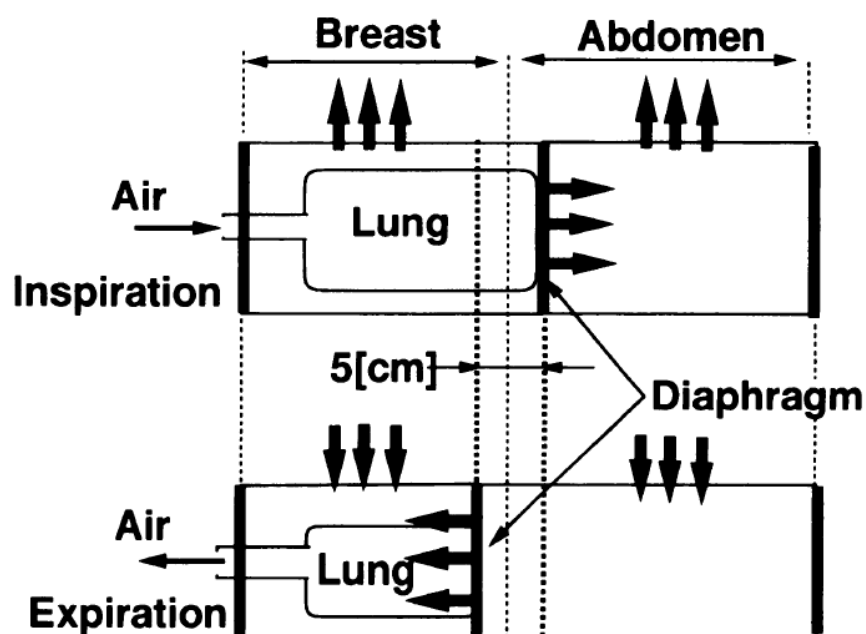



図 2.23 呼吸数の検出原理

図 2.23 に呼吸数の検出原理を示す. 横隔膜の動きによって呼吸は行われる. 息を吸う時, 横隔膜は胸部方向から腹部方向へ移動し, 同時に肺が空気で満たされ, 胸部と腹部は膨れ上がる. 息を吐く時, 横隔膜は腹部方向から胸部方向へ移動し, 肺から空気が押し出され, 胸部と腹部は元の大きさに戻る. この胸部と腹部の動きを圧力センサで検出することで, 呼吸数を算出するものである. しかし, このような環境埋込み型のセンサでは, センサが設置されている場所でしかセンシングが出来ず, いつでもどこでも呼吸数を取得することはできない.

レーザ光を用いた非接触での呼吸数計測の研究も行われている[26]. 図 2.24 にレーザ光を用いた非接触呼吸数計測の構成図を示す.

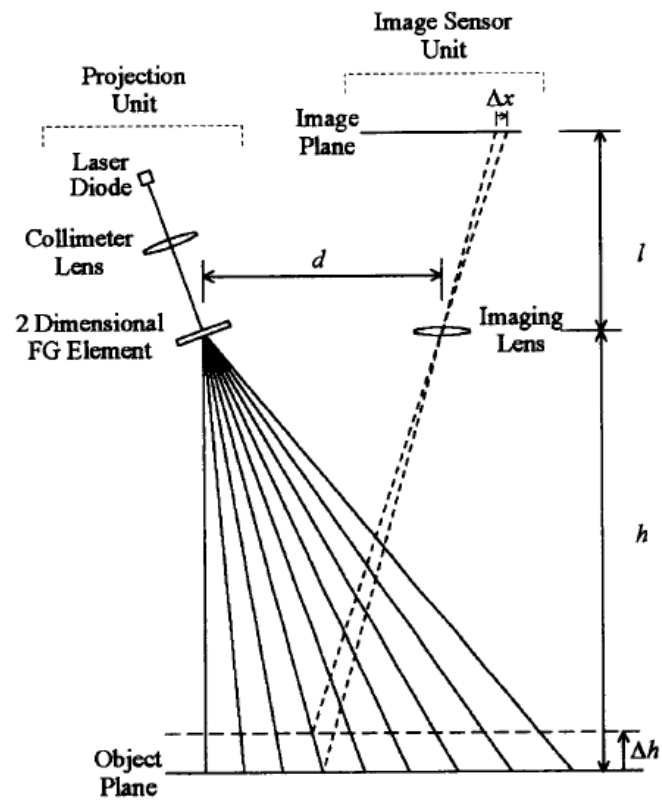



図 2.24 レーザ光を用いた非接触呼吸数計測の構成図

レーザ光を格子状に被験者の上に照射し，輝点の位置が変化することで心拍や呼吸に伴って変化する体表面の動きを検知するものである．

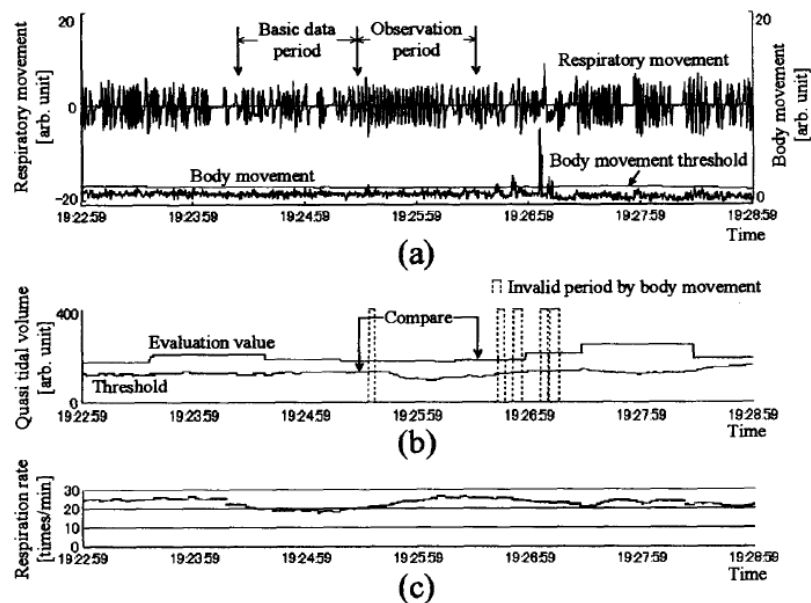



図 2.25 呼吸信号および体動信号例

輝点の変位の総和を求めることで図 2.25(a)に示す呼吸運動波形が得られる．この呼吸運動波形を呼気 1 回，吸気 1 回にわたって積分したものが図 2.25(b)であり，図 2.25(c)が 1 分間の平均呼吸数である．図 2.26 に実験装置の配置図と測定の様子を示す.

(a) 配置図　　　　　　　　　　(b)測定の様子

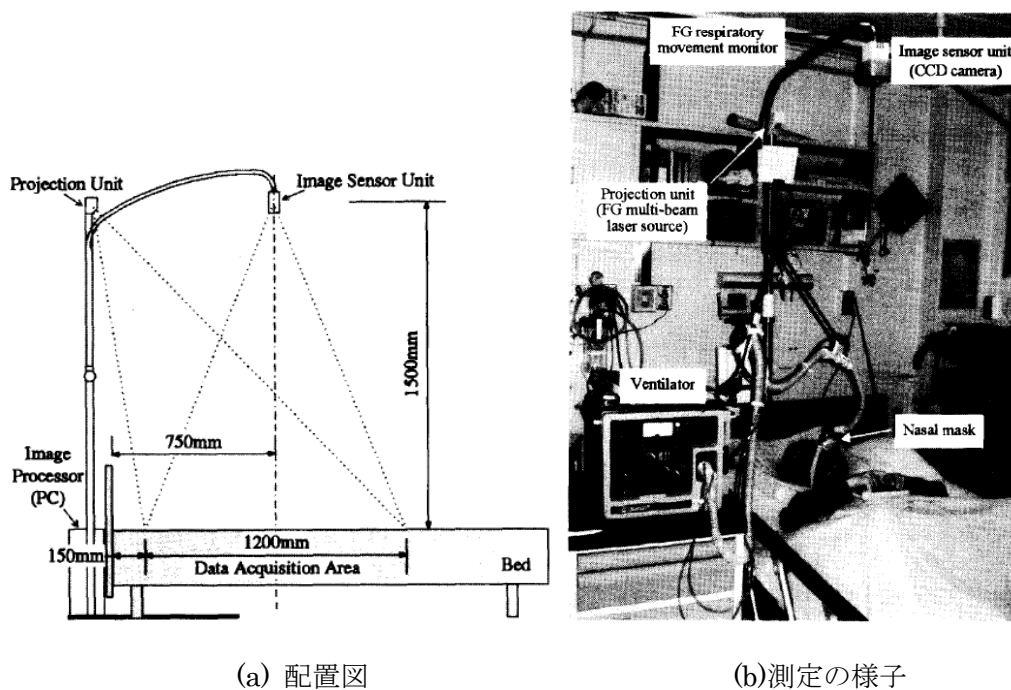



図 2.26 レーザ光を用いた非接触呼吸数計測の配置図および測定の様子

このように，ベッドの上で眠る被験者の呼吸数および体動を非接触で計測することが可能となっている．

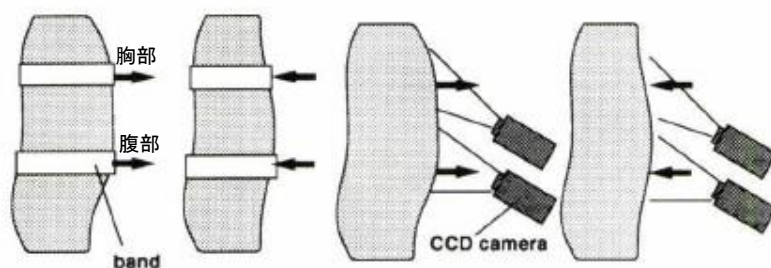
また，視覚センサを用いた呼吸数計測の研究も行われている[27]．図 2.27 にバンドを用いた従来手法と視覚センサを用いた呼吸数計測の比較，図 2.28 に視覚センサを用いた呼吸数計測の様子を示す．図は，胸部と腹部の呼吸に伴う動きを横から見たものである．

(a) バンドを用いた従来手法　　(b)視覚センサを用いた手法

図 2.27　バンドを用いた従来手法と視覚センサを用いた呼吸数計測の比較

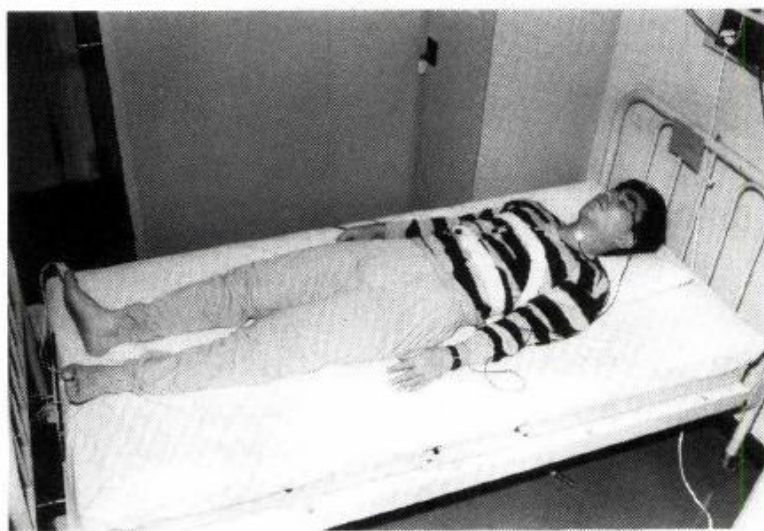



図 2.28　視覚センサを用いた呼吸数計測の様子

胸部と腹部の拡大画像を画像処理することにより，呼吸に伴う胸部と腹部の上下変位を検出するものである．図 2.29 に視覚センサを用いた呼吸数計測のモデルを示す．

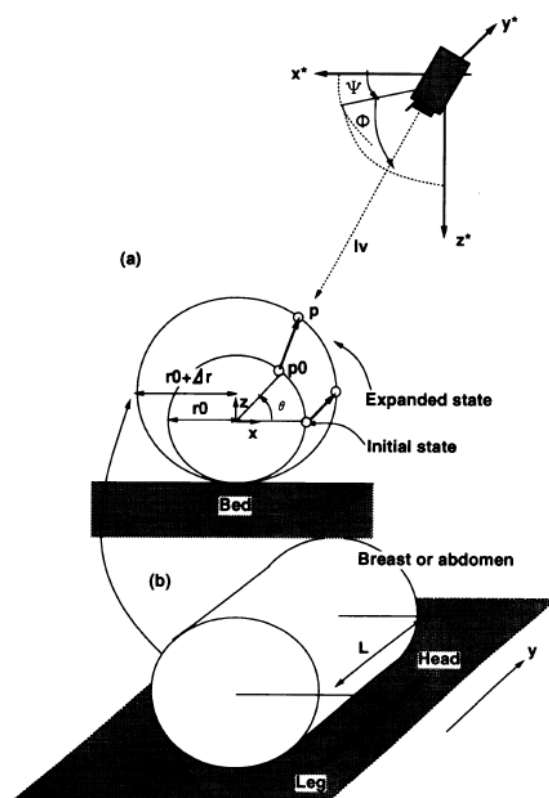



図 2.29　視覚センサを用いた呼吸数計測のモデル

また，マイクロ波ドップラーセンサ等を用いた研究も行われている[28]．図 2.30 にマイクロ波ドップラーセンサを用いた呼吸数計測実験の様子，および図 2.31 に体動・呼吸によるドップラーセンサの出力変化を示す．

図 2.30　マイクロ波ドップラーセンサを用いた呼吸数計測実験の様子

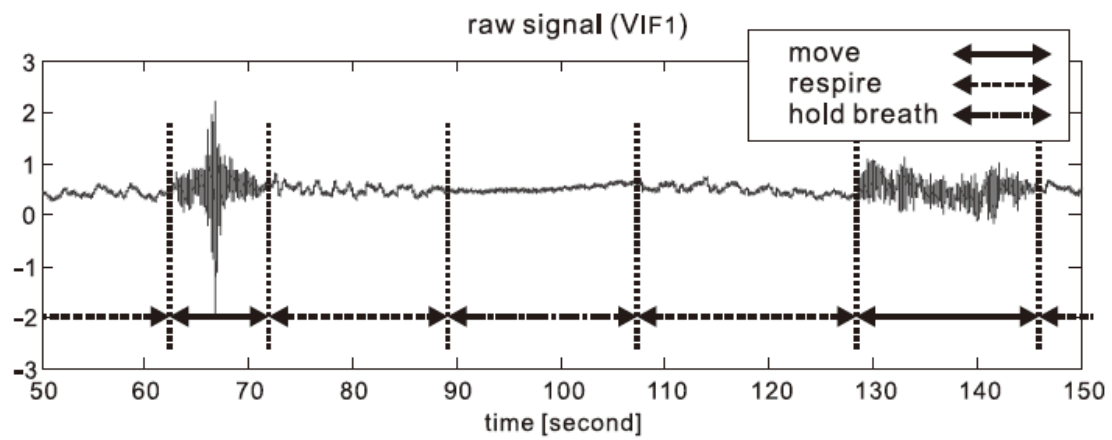



図 2.31　体動・呼吸によるドップラーセンサの出力変化

体動および呼吸の有無によりマイクロ波ドップラーセンサの出力が変化していることが分かる．呼吸に伴う変化の特徴量を解析することで，人の静止時の呼吸数を検出するものである．しかし，いずれの場合も脈拍および呼吸の検知範囲は装置が設置されている場所に限定されており，いつでもどこでもセンシングする用途には向いていない．

2.3　光電脈波計測の原理

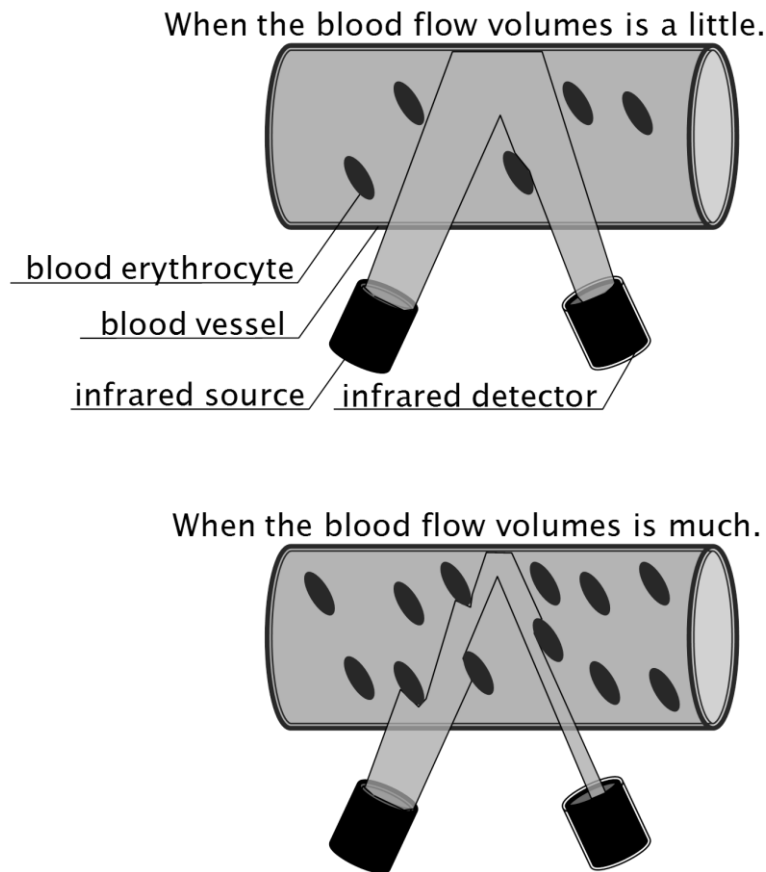



図 2.32 赤外線を用いた光電脈波計測の原理

図 2.32 に赤外線を用いた光電脈波計測のイメージを示す．赤外線を皮膚に向かって照射すると，一部は皮膚表面で反射されるが大部分は皮膚下の血管まで到達する．人の血液は血漿成分(55%)と血球成分(45%)から成り，血漿成分の 91%は水分であり，残りの 9%はタンパク質などが占めている．一方血球成分は赤血球・白血球・血小板から成り，支配的成分である赤血球は血液 1mm^3 中に成人男性で約 500 万個，成人女性で約 450 万個ある．赤血球の 97%はヘモグロビンが占めており，動脈中を流れるオキシヘモグロビン（酸素化ヘモグロビン）は近赤外線(940nm)前後をよく吸収する[29]．すなわち，心臓収縮による動脈の拍動によって血流量が変化し，それに伴って赤血球に含まれる酸素化ヘモグロビンの量が変化するので，拍動を赤外線の反射量変化として検出できる[30]．

このような光電脈波計測技術は有酸素運動支援用のデバイスなどで利用され，血流量変化が分かりやすい毛細血管が集中する指先や耳殻に装着して用いられている．

2.4　第 2 章のまとめ

現在実用化あるいは開発中の脈拍数・呼吸数計測法について調査した.

脈拍数・呼吸数を無拘束で計測する方法には，大きく分けて以下の 2 つがある.

・センサを身体に取り付ける方法（ウェアラブル型）

・環境にセンサを設置しリモートセンシングを行う方法（環境埋め込み型）

ウェアラブル型の例として，指先や胸部に血流量変化や心電を計測するセンサを配置し，脈拍数をモニタするという研究があり，場所を限定せず測定できるという点では優れてはいるが，体の動きによって測定が不安定になるという欠点がある.

一方，環境埋め込み型の例としてはベッド上に圧力センサを配置し呼吸数をモニタするという研究があり，無拘束という点では優れてはいるが，この場合は呼吸数をモニタできる場所がベッド上にのみ限定されてしまう.

独居者や在宅医療を受ける患者は寝たきり患者と異なり自由に動き回ることができるため，現状のウェアラブル型・環境埋め込み型センサでは常時測定には不十分である.

現在，脈拍数の測定には光電脈波を用いた計測が一般的であるが，センサの装着箇所が胸部や指先といったものであり，日常生活での煩わしさや装着の煩雑さを感じさせるものであった. 既に生活に密着した腕時計型センサのものも存在しているが, 測定が安定せず, その結果測定精度が低くなってしまうため，実用性能を得たものではない. さらに，呼吸数センサはウェアラブルセンサとしての例は少ない.

第3章　高信頼ウェアラブル脈拍数測定センサ

第 2 章で述べたように，脈拍数を常時計測可能なウェアラブル機器は，指や指先または手首に装着するタイプの光電脈波センサ[31][32][33]から光電脈波を取得し脈拍数を計測するもの，胸部に装着した簡易な心電計の出力を無線で腕時計型表示部に送信して脈拍数を計測するものなど多くが実用化されている．毛細血管の多い指や指先に装着するタイプのものは感度良く脈波を取得することができるが，日常生活を送る上では行動の妨げとなることが欠点である．心電計タイプは装着が容易ではない．

表 3.1 に脈拍数測定センサの種類別の性質を列挙する．胸部装着型センサは装着が煩雑ではあるが日常生活を阻害することもなく，脈波検出も安定している．次に指装着型センサは胸部装着型センサと比べて装着が容易であるが，特に手先を使う動作ではセンサの存在が日常生活を阻害してしまう．脈波検出は胸部装着型センサと同様安定している．最後に腕時計型センサは腕時計感覚で腕に巻けば良いため，装着は容易である．さらに，腕時計は既に日常生活に溶け込んでおり，日常生活を阻害することもない．しかし，腕時計の装着部分，すなわち手首回りの脈波検出感度は前述の 2 つと比較して不安定であり，腕時計型センサでは脈波検出の安定化が課題となっている．

表 3.1 脈拍数測定センサの種類別性質

	装着の容易さ	日常生活での使用の簡便さ	脈波検出の安定度
胸部装着型	×	○	◎
指装着型	○	×	◎
腕時計型	◎	◎	×

そこで本研究では，容易に装着可能で使用者の行動を制約せずに脈波を安定的に取得することを目的に，装着の容易さ，日常生活での使用の簡便さというメリットを生かした腕時計型センサに注目した．ただし腕時計型は毛細血管の少ない手首に装着するため脈波検出レベルが非常に低く，体動によるノイズの影響を大きく受ける問題がある．歩行等において腕が大きく振られると脈波センサ部分と皮膚との接着圧が変化してノイズが発生し，計測は不可能となる[34][35][36]．過去に腕時計型脈波センサが商品化された例があるが，安定で信頼性のある脈波計測は実現できていない．

3.1　アレイ状センサ

光電脈波波形は血管に赤外線を照射するという原理上，皮膚の直下に毛細血管が密集した指先や耳朶などの末梢部位は検出レベルが高く容易に脈波計測できる（図 3.1）が，血管

があまり密集していない手首では検出レベルが最も強いところでも指先の10分の1以下である（図 3.2）．さらに，多くの領域で検出レベルが極めて低く（図 3.3），脈波計測ができない．そこで，このような条件下でも安定して脈波を計測するため，新たに複数の脈波センサをアレイ状に配置し，複数センサ内から検出レベルの高いセンサを選択することで安定度を向上させる工夫を行った．

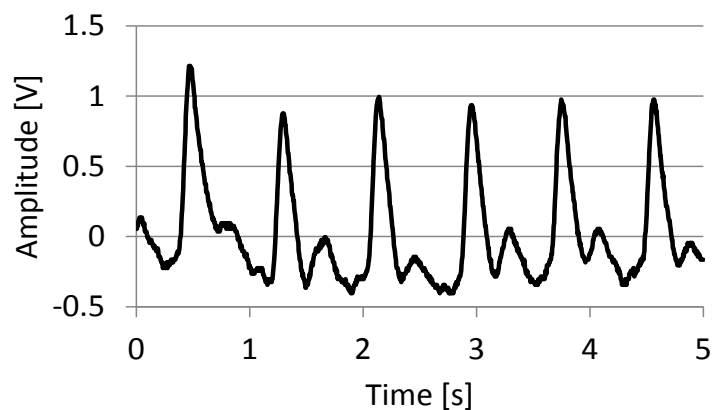



図 3.1　光電脈波波形（指先）

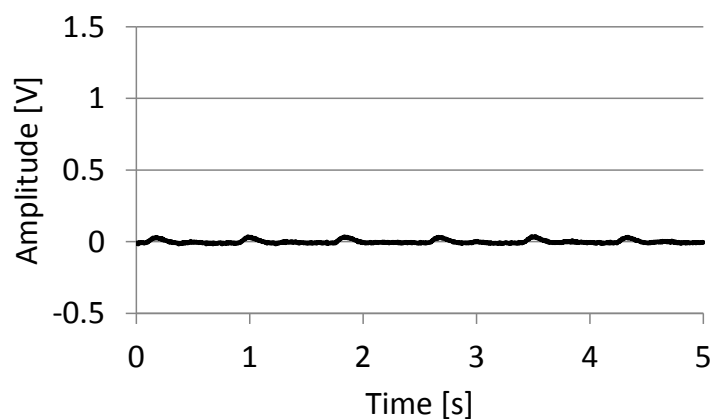



図 3.2　光電脈波波形（手首・検出レベル高）

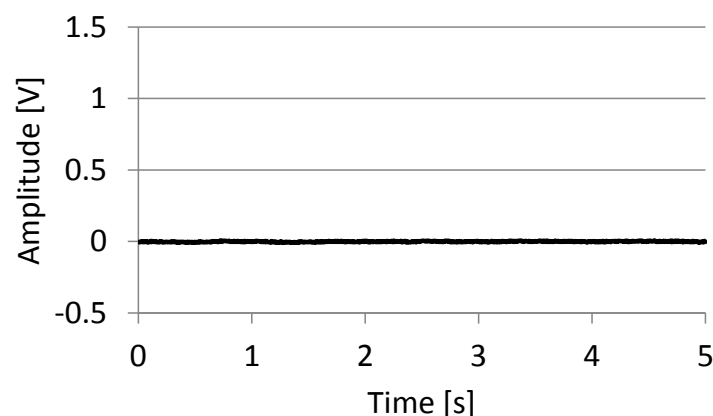



図 3.3　光電脈波波形（手首・検出レベル低）

図 3.4 に示すように手首の血管はお互いに離れて分布しているため，単一のセンサでは血管と血管の間に装着された場合に検出レベルが下がり脈波の計測が不可能となってしまう．図 3.5 および図 3.6 に手首周りの測定ポイント（5 mm 間隔）と脈波検出レベル分布を示す．高い検出レベルを示すポイント（図 3.6 の A）が存在することと，そのポイントから少しでも離れると検出レベルが大きく落ち（図 3.6 の B），脈波計測が困難となることが分かった．

図 3.7 に手首一周分の呼吸性変動および脈波の感度分布を詳細に計測した結果を示す．横軸の始点は図 3.5 のポイント 1 に対応し，縦軸は呼吸数および脈拍数の周波数スペクトルのピーク振幅値である．計測間隔はセンサの横幅である 3.2 mm である．測定の結果，呼吸性変動および脈波の周波数スペクトル振幅が 20 を下回ると SN 比（Signal-to-Noise ratio：信号対雑音比）が小さくなり，呼吸性変動および脈波の周波数スペクトルのピーク周波数が判別できず，正しい呼吸数および脈拍数の検出ができなくなった．そこで，スペクトル振幅 20 をしきい値として，20 以上を検出レベルが高いポイント，20 未満を検出レベルが低いポイントとした．その条件を図 3.7 に適用した結果，低いポイントが連続して続く長さは呼吸性変動スペクトルおよび脈波スペクトルともに 16 mm を超えることはなかった．また，センサ同士の間隔が 6.4 mm を超えるとセンサとセンサの間の空間に検出レベルが高いポイントが入ってしまう可能性があるため，センサ間隔は 6.4 mm 未満とするのが望ましい．しかし，ウェアラブル機器は消費電流を低く抑え電池寿命を長くすることが重要であり，むやみにセンサ数を多くすることは望ましくない．よって，最低 16 mm の長さをセンサ間隔 6.4 mm 未満でカバーできる最小のセンサ数としてセンサを 4 つ用いることとし，複数センサのうちの何れかが脈波検出レベルの高い箇所を検出できる構造にした．

図 3.8,図 3.9 にアレイ状センサ部の外観と回路図（1ch 分）を示す．反射型フォトインタラプタ（品名：TPR-105，ピーク波長：940nm，メーカー：GENIXTEK CORP.）より得られた微弱な脈波信号からノイズを除去し検出レベルを高めるため，フィルタ処理と増幅を行なっている．フォトインタラプタ 1 つあたりの駆動電流は約 6mA である．光電脈波

はセンサの圧着圧等で平均値（直流成分）が変化し，ほぼ静的な状態でも直流から超低周波領域の値が脈波成分を超えて大きく変動するため，カットオフ周波数 0.034Hz の HPF によって当該成分を除去し, その後 0.33mV の直流オフセットを印加して 60dB の増幅を行い，脈波出力（PTG Out）としている．計測システムのブロック図を図 3.10 に示す．脈波出力をオシロスコープ(Tektronix 製 TDS2004B)を用いてテキストデータとして取得し，コンピュータ上にインストールされた Octave(version 3.6.0)という数値計算ソフトで信号処理を行った．

アレイ状センサは幅が 3.2mm の反射型フォトインタラプタを 5mm の間隔で 4 素子配置し構成した（図 3.8）．4 素子アレイ状センサの脈波波形を図 3.11 に示す．センサ(a)～センサ(c)では脈波を検出できていないが，センサ(d)では脈波を検出できている．
4 素子アレイ状センサを 2 人の被験者 Person1，2 の手首を一周させて脈波計測を行った結果，Person1, 2 共に少なくとも 1 素子は必ず脈波を検出できることを確認した．

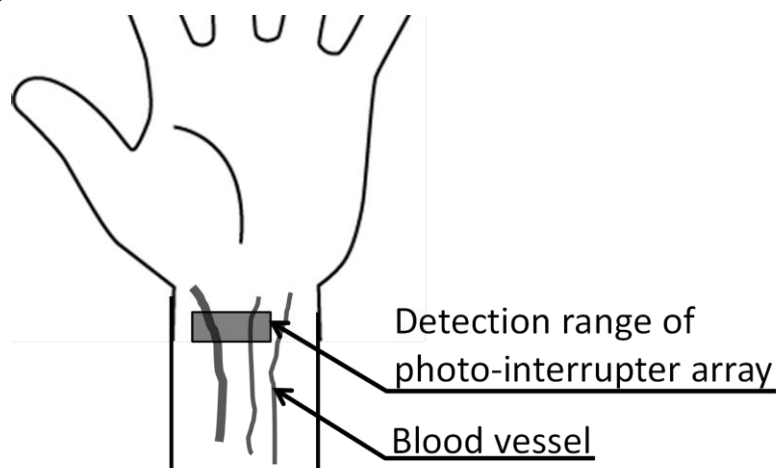



図 3.4　アレイ状センサの検知範囲

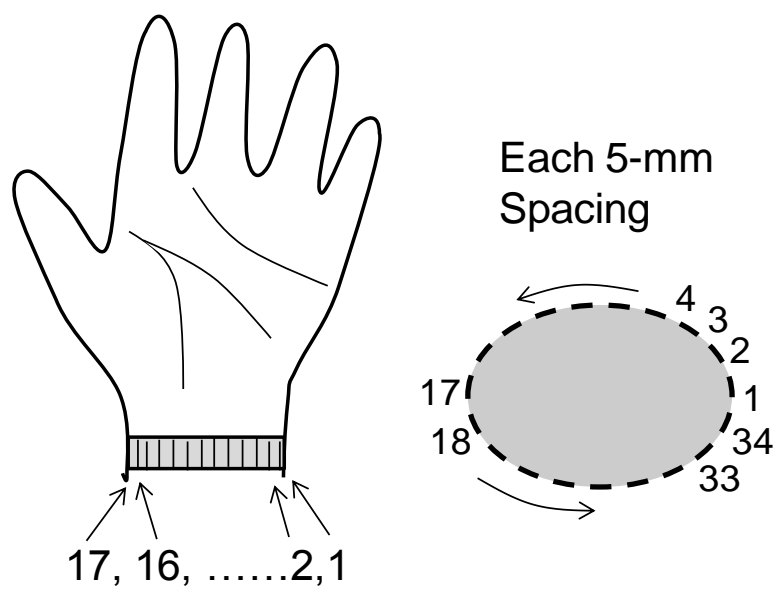



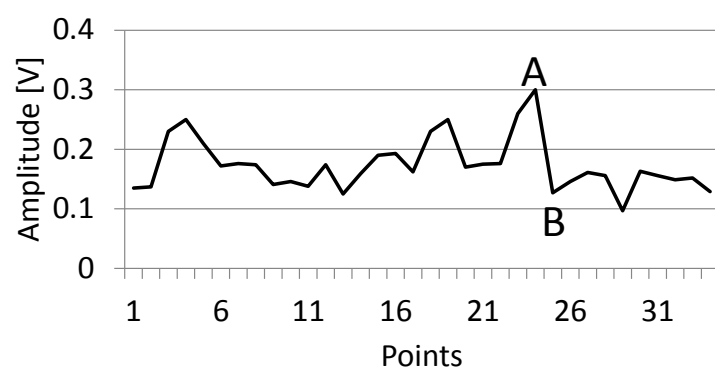
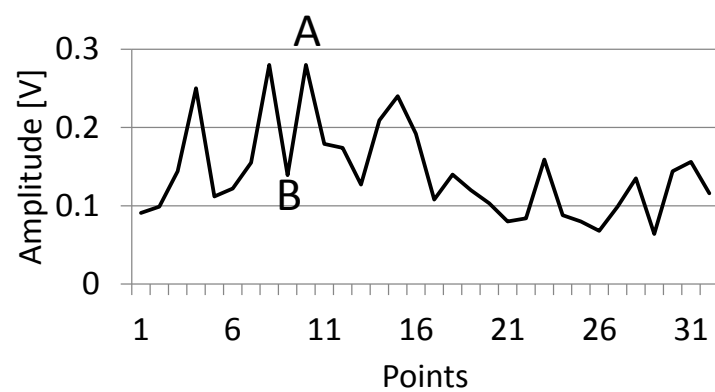
図 3.5　手首回りの感度計測ポイント

(a) 被験者 A

(b) 被験者 B

図 3.6　手首回りの感度計測結果

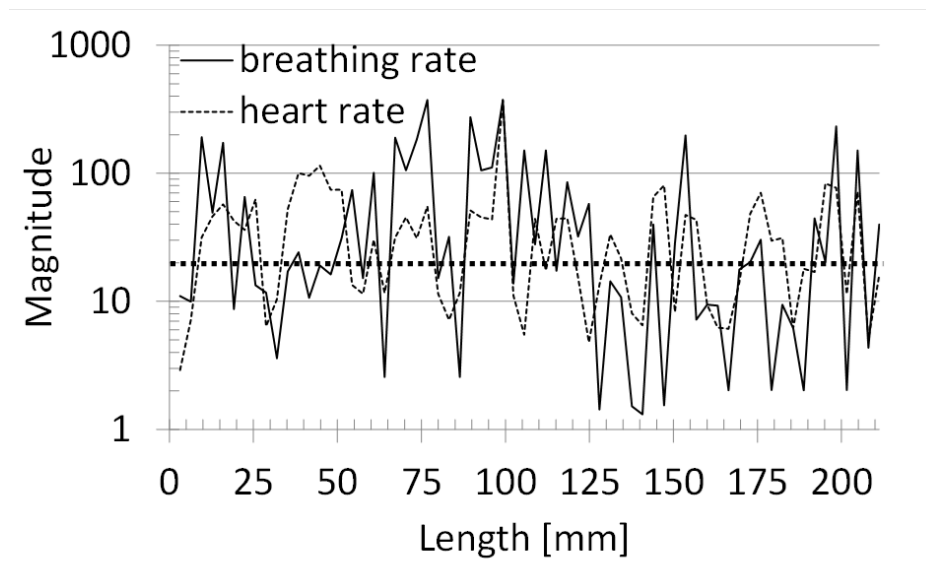



図 3.7　手首回りの感度分布

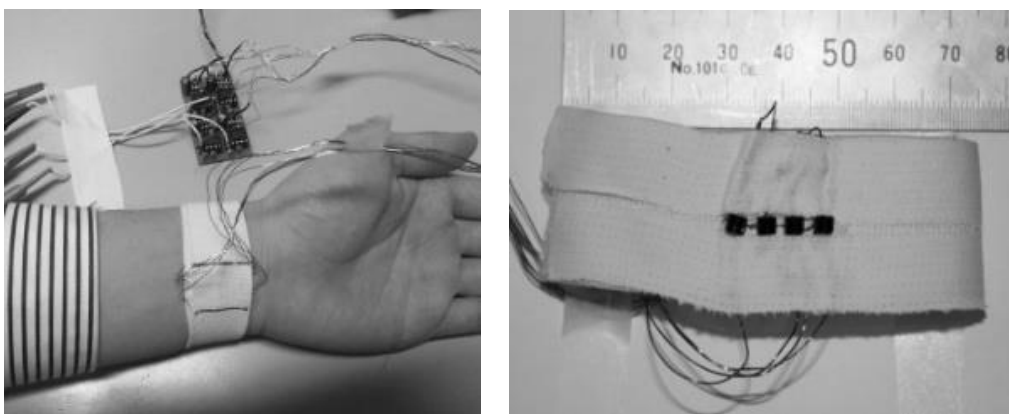



図 3.8　アレイ状センサ

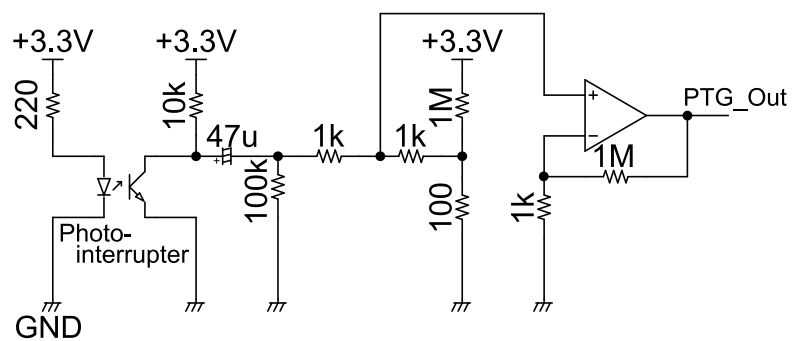



図 3.9　脈波センサ回路図（1ch 分）

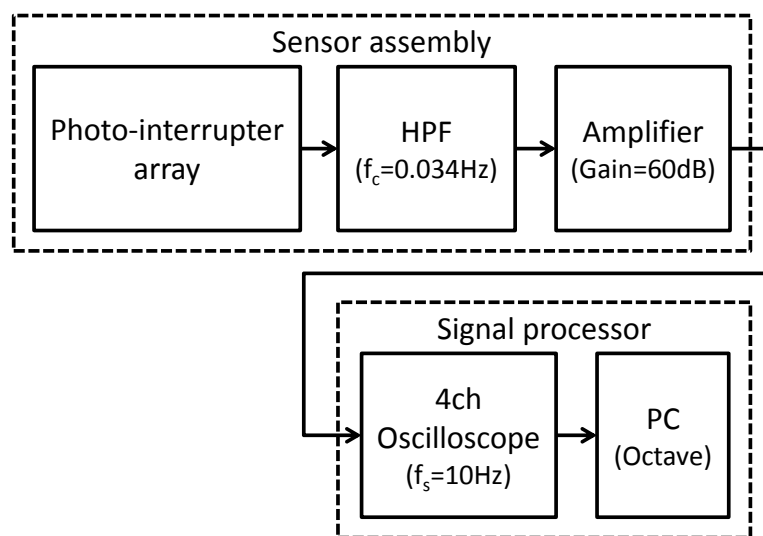



図 3.10　計測システムブロック図

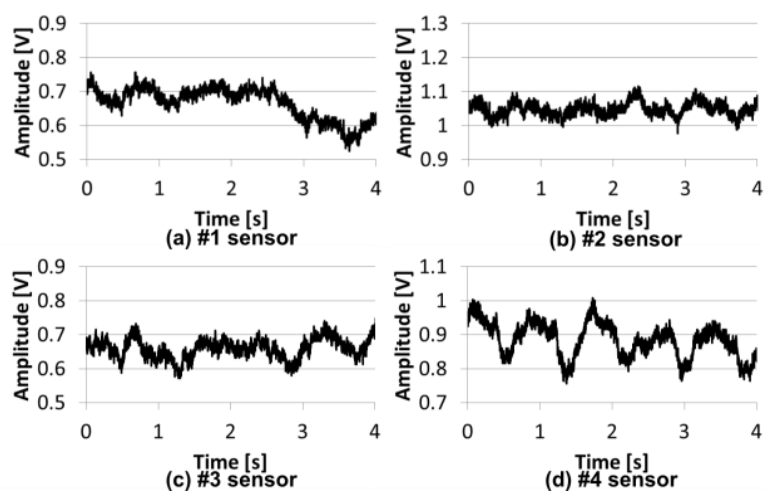



図 3.11　4 素子アレイ状センサの脈波波形

本方式では，各チャネルで過去 2 秒間の脈波最大値と最小値から脈波波高を計算し，4 つある脈波検出チャネルのうち，脈波波高が最も大きいチャネルを採用して脈波検出を行う．脈波検出チャネルを決定するアルゴリズムを表 3.2 に示す．

表 3.2　最適チャネル決定アルゴリズム

Algorithm: selecting the best channel
FOR i = 4 　　Max[i] = Maximum value of the channel i of past 2 seconds 　　Min[i] = Minimum value of the channel i of past 2 seconds 　　PulseHeight[i] = Max[i] – Min[i] ENDFOR CASE the largest channel in PulseHeight channel 4 from 1 OF 　　1：the best channel is channel 1

```
    2：the best channel is channel 2
    3：the best channel is channel 3
    4：the best channel is channel 4
ENDCASE
```

3.2 脈波検出と体動によるノイズの除去

図 3.12 は光電脈波センサにより脈波を 200 秒間計測した出力電圧（標本化周波数 f_s=10Hz，量子化ビット=8bit）である．測定開始 100 秒後から 150 秒の間に歩行動作を行っている．その間体動によって反射型フォトインタラプタと皮膚の接触具合が変化し，出力電圧が脈波波高の十数倍も変動している．また，歩行動作の周波数成分が脈波に近いためフィルタ処理では除去することが出来ず正確な脈波計測が困難となる．

FFT により脈波スペクトルを求めた．観測時間 12.8 秒，FFT 次数$n = 128$とし，スペクトルを計算する時間間隔は 1.0sec とした．これは，脈波スペクトルの計算頻度（時間間隔が長いほど低くなる）と結果表示の頻度（時間間隔が短いほど頻繁になる）のトレードオフになることから，サンプリング間隔の 10 倍である 1.0sec と決定した．サンプリング間隔$\Delta t = 0.1$sec，周波数サンプリング間隔$\Delta f = 0.078$Hzとなる．図 3.13(a)と(b)に体動の有無による脈波のスペクトルを示す．図 3.13(a)より脈波は 1.2Hz（72bpm: beat per minute）であることがわかる．FFT 後の周波数が離散値であることから測定誤差を求めると 0.078/1.2, すなわち±6.5%となる．市販されている脈拍計の測定精度が±5%であったため，本方式の測定誤差もそれに準ずる範囲内にあると言える[37]．誤差を減らすには，計測時間を長くすればよい．

図 3.13(b)より体動時には振幅の高いスペクトルが広い領域に分布することがわかる．そこで各時間での周波数スペクトルの振幅の平均値を算出し，その値から体動によるノイズの発生を検知する．周波数 fにおけるスペクトル振幅を $x(f)$，時刻 tにおけるスペクトル振幅の平均値を$m(t)$とすると，$m(t)$は次のように表せる．なお，平均化の計算時間は僅かである．

$$m(t) = \frac{2}{n}\sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} x\left(\frac{i}{n\Delta t}\right)$$

$m(t)$は時刻 tでのスペクトル振幅が大きい場合，すなわち脈波センサから得られた信号が体動により激しく変化している場合に高い値となる．逆に，スペクトル振幅が小さい場合，すなわち脈波信号が脈波センサから得られた信号の主成分となっている場合$m(t)$は低い値となる．

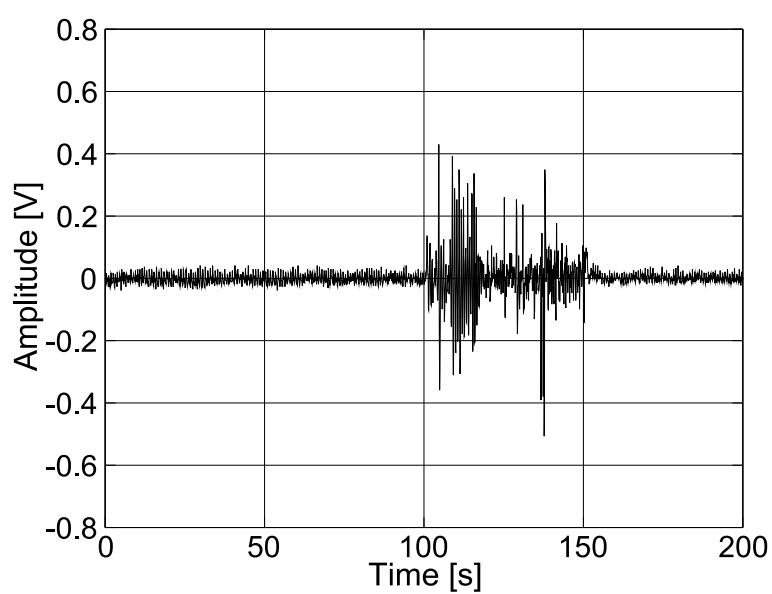



図 3.12　脈波計測（200 秒間）

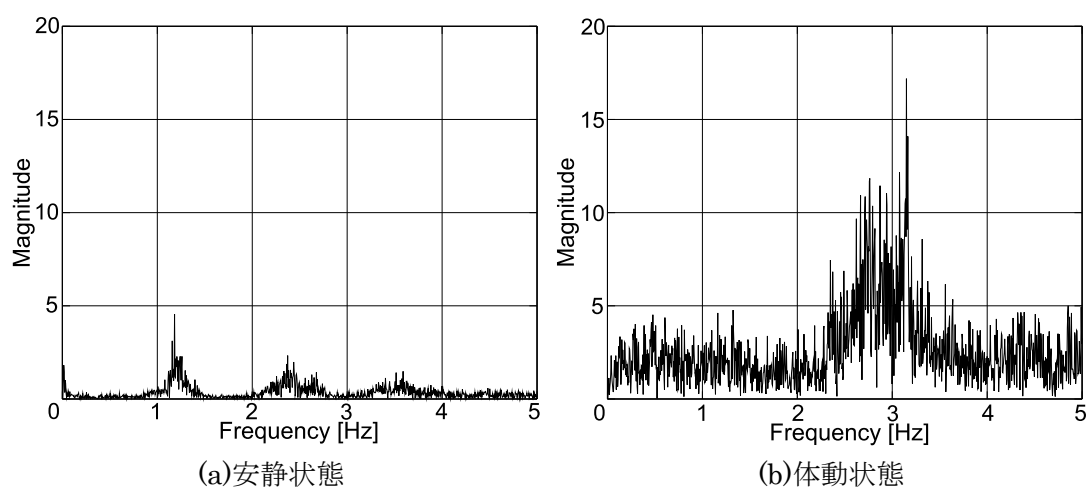



図 3.13　安静時と体動発生時のスペクトル振幅比較

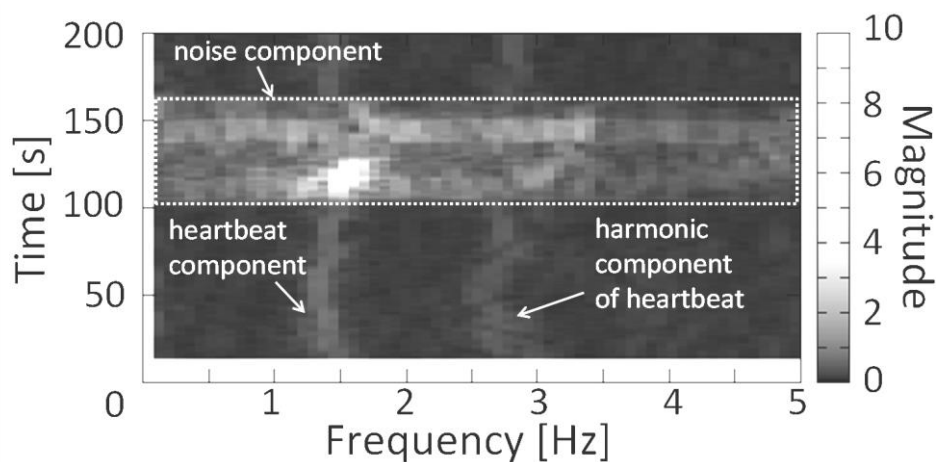



図 3.14　周波数スペクトルの時間変化

図 3.14 はスペクトルの時間変化を示したものである．測定開始から 100 秒までおよび 160 秒から 200 秒まではノイズの影響はなく，1.41Hz 付近に脈波スペクトルが現れており正常に脈波を計測することが可能である．しかし 100 秒から 160 秒の時間領域（図中の点線で囲った領域）では，体動によるノイズの影響によって広い範囲で周波数スペクトルが現れ，脈波成分は埋もれてしまっている．

スペクトル振幅平均値$m(t)$の変化を図 3.15 に示す．なお，体動終了後 10 秒程度もスペクトルの振幅が安静時より大きくなっているのは，逐次 FFT のフレームが 12.8 秒間となっているためである．

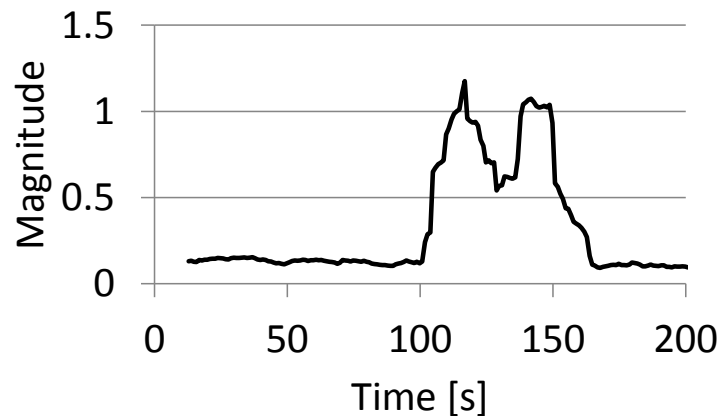



図 3.15　周波数スペクトルの振幅平均値の時間変化

$m(t)$が大きくなっている部分を体動状態として検出し除去する．そのための方法としてしきい値を設定し，しきい値を超えた時間を体動状態であると識別する方法が考えられるが，$m(t)$は測定点の計測条件によってその値は変化する相対的な値のため，一意にしきい値を設定することはできない．そこで，まず安静状態を検出した後にしきい値を設定し，$m(t)$がしきい値を超えた時間領域は体動状態として除去するという方法を新たに考案した．

安静状態検出のためのアルゴリズムとして，表 3.3 および図 3.16 に示す安静状態検出アルゴリズムを考案した．時刻 t でのしきい値$m_{th}(t)$および状態遷移しきい値$n_{th}(t)$は次のように表される．

$$m_{th}(t) = \begin{cases} 1.5m(t), & \text{S1 状態のとき} \\ m_{th}(t-1), & \text{S2, S3, S4 状態のとき} \end{cases}$$

$$n_{th}(t) = a\left(\frac{d}{dt}m(t)\right) = a\left(\frac{m(t)-m(t-1)}{\Delta t}\right)$$

ここで，$\Delta t = 0.1$sec である．また a は状態遷移しきい値決定の係数であり，ここでは a=10 としている．$m_{th}(t)$は S1 状態のときにのみ更新され，それ以外の状態のときは更新せず前の値を継続する．$n_{th}(t)$は$m(t)$の変化量，すなわち$m(t)$を微分した値に係数をかけたものである．

表 3.3　検出アルゴリズムの状態遷移表

current state \ next state	S1	S2	S3	S4
S1	E1	E2	-	E3
S2	-	E2	E1	E3
S3	-	E2	E1	E3
S4	E1	E2	-	E3

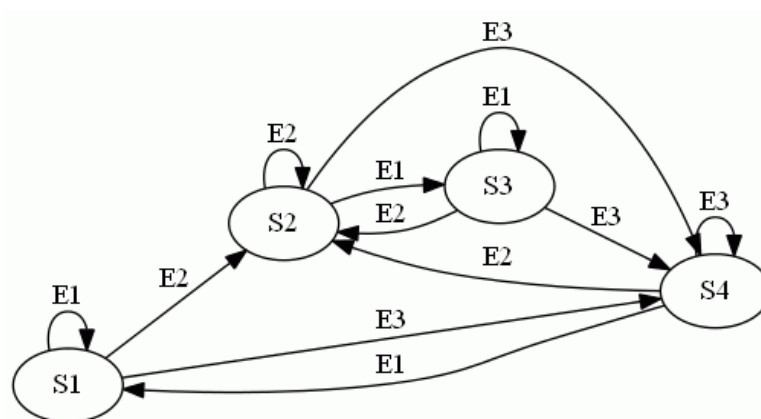



図 3.16　安静状態検出アルゴリズムの状態遷移表

ここで，状態 Sx およびイベント Ex は，

S1：安静が継続している状態

S2：安静から体動へ変化している状態

S3：体動が継続している状態

S4：体動から安静へ変化している状態

E1 : $\left|\frac{d}{dt}m(t)\right| < |n_{th}(t-1)|$

E2 : $\left(\left|\frac{d}{dt}m(t)\right| \geq |n_{th}(t-1)|\right) \wedge (n_{th}(t) \geq 0)$

E3 : $\left(\left|\frac{d}{dt}m(t)\right| \geq |n_{th}(t-1)|\right) \wedge (n_{th}(t) < 0)$

である．$m(t) \geq m_{th}(t)$であった時間領域は体動状態として検出される．本アルゴリズムで体動状態の検出を行った結果を図 3.17 に示す．

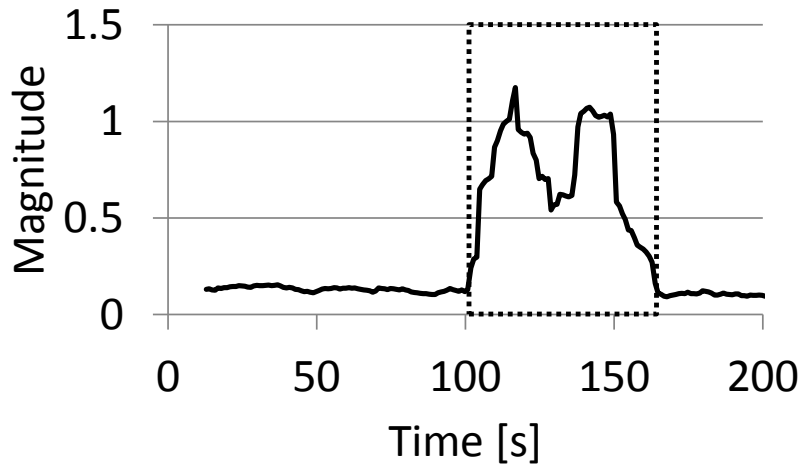



図 3.17　検出アルゴリズムでの体動状態判別結果

図 3.17 中の点線で囲った区間が，本アルゴリズムによって体動状態として測定結果から除去される部分である．体動状態を含む測定開始 100 秒後から開始 160 秒後までの区間を除去できている．

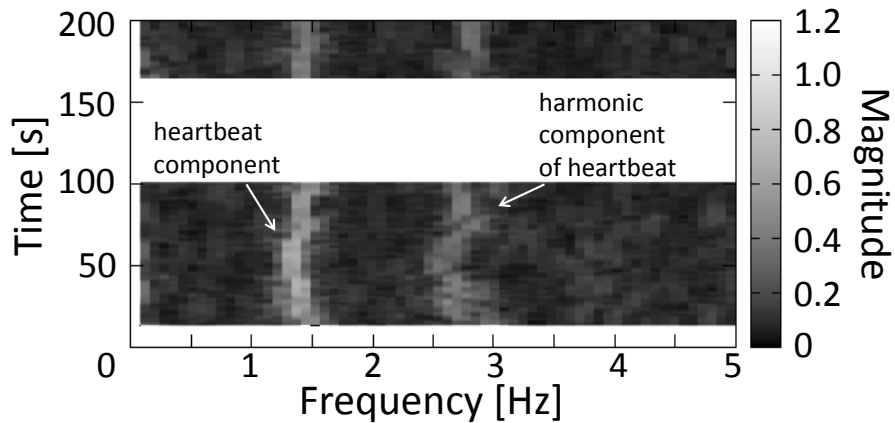



図 3.18　体動除去後の周波数スペクトル時間変化

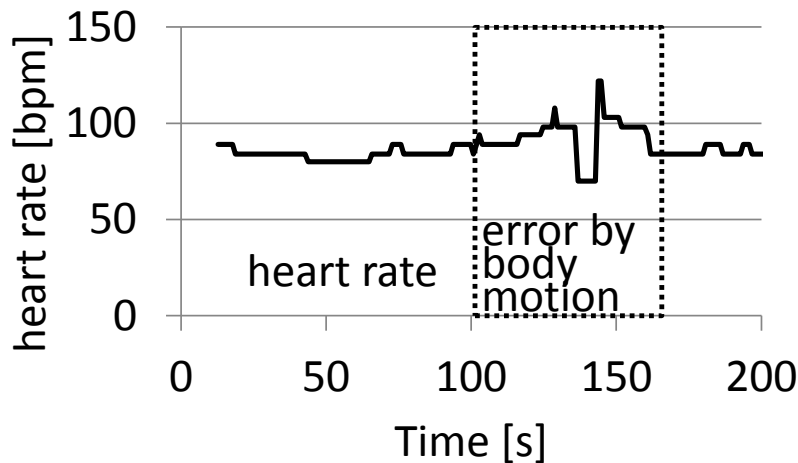



図 3.19　脈拍数検出結果

図 3.18 に体動状態を除去した周波数スペクトルの時間変化を示す．体動状態のスペクトルが除去され，図 3.17 上の明るさのダイナミックレンジが圧縮されて，図 3.14 では埋もれていた安静状態での脈波スペクトルのピーク（1.33Hz～1.41Hz）がはっきりと現れている．

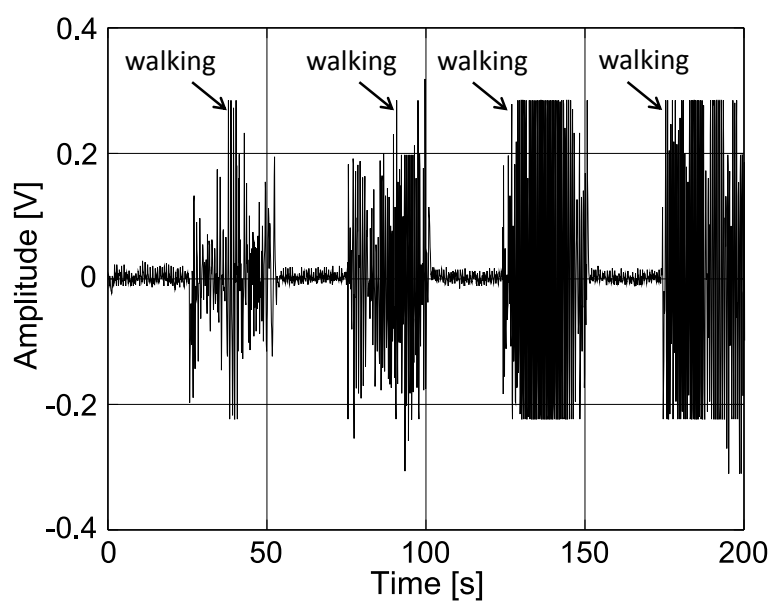
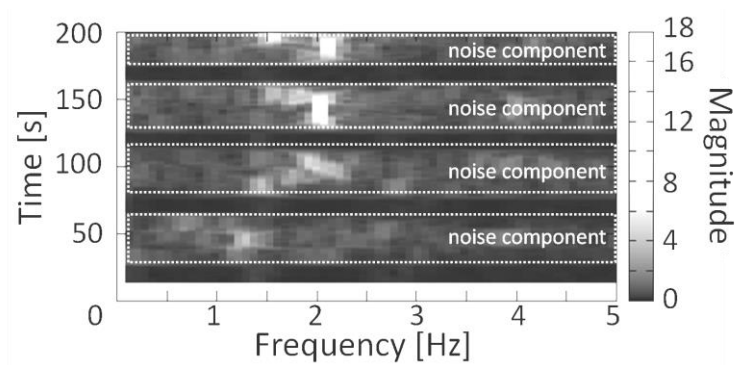
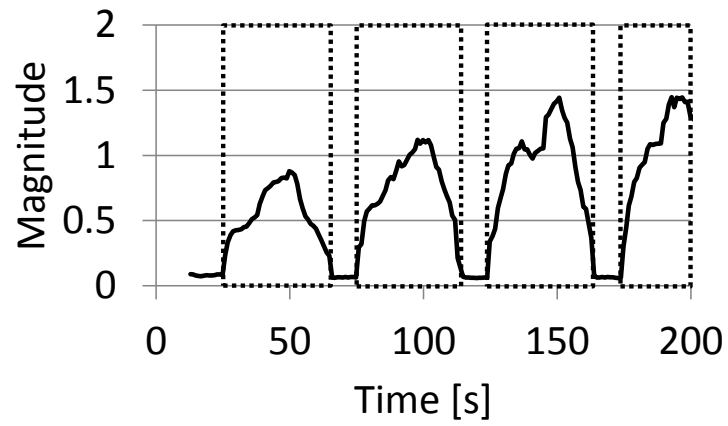
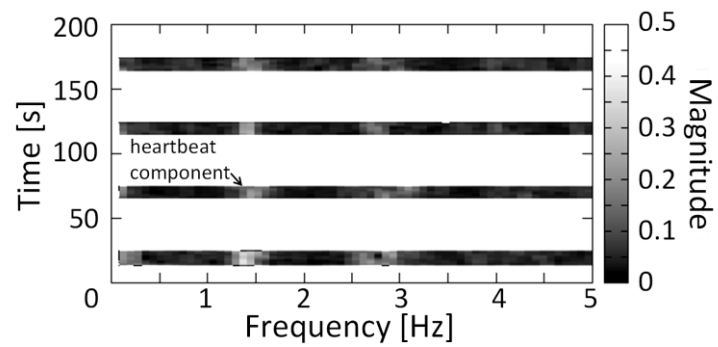
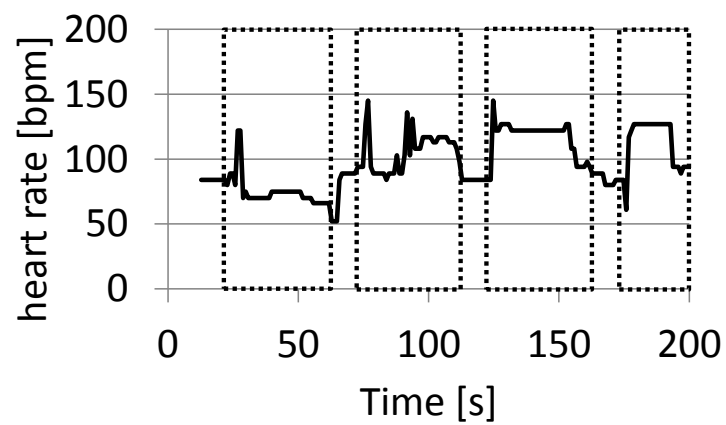
図 3.18 では脈波スペクトルの高調波成分も検出されている．一般人（新生児から高齢者まで）の安静時においての脈拍数は 50bpm から 140bpm である．周波数にすると 0.83Hz から 2.33Hz である[38][39]．そこで，0.8Hz から 2.4Hz の間に現れるピークの最大値を脈波スペクトルとして 2.4Hz 以上の高調波成分を除去し，脈拍数を判定している．

脈拍数の検出結果を図 3.19 に示す．図中の点線で囲われた部分が体動状態として測定結果から除去された部分である．体動の発生を正確に検出・判定して誤差の多い体動状態の測定結果を除き，安静状態の脈波成分のみを採用することで，安定した脈波成分測定が可能となった．

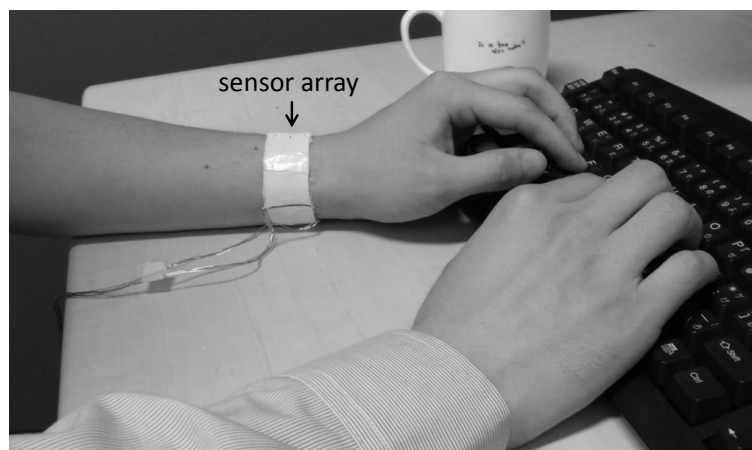
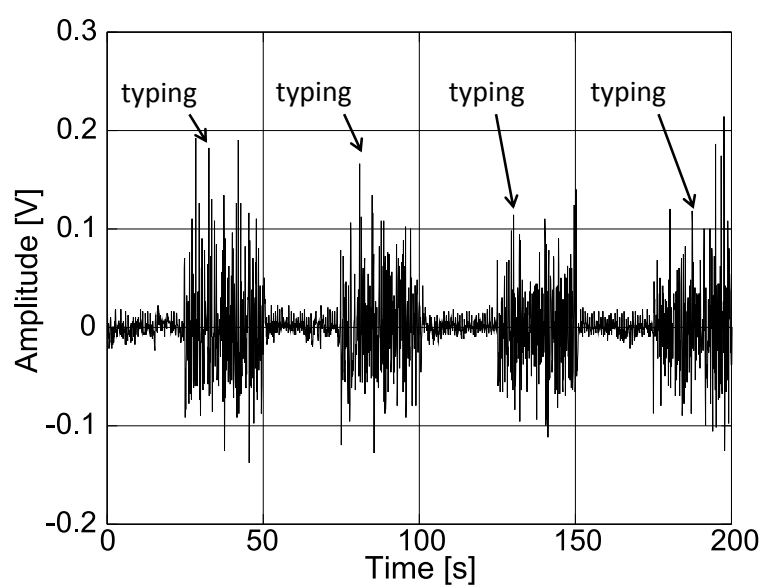
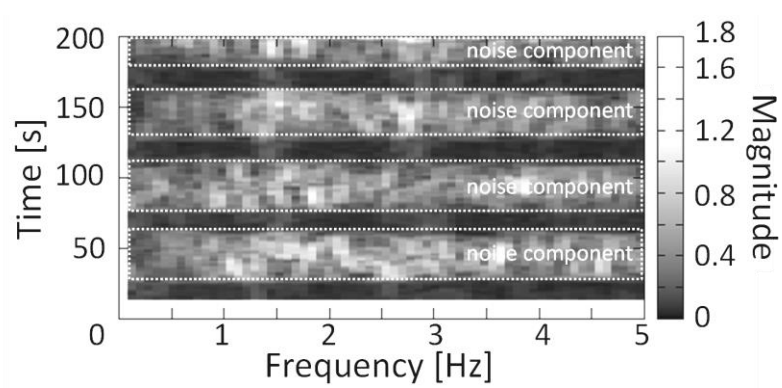
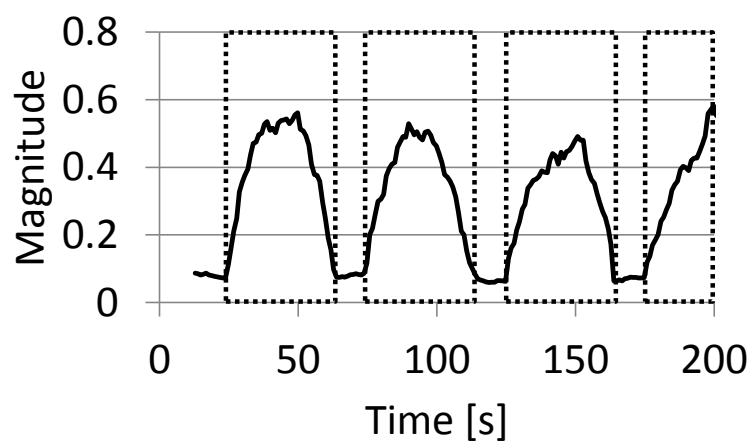
3.3　体動状態の除去実験

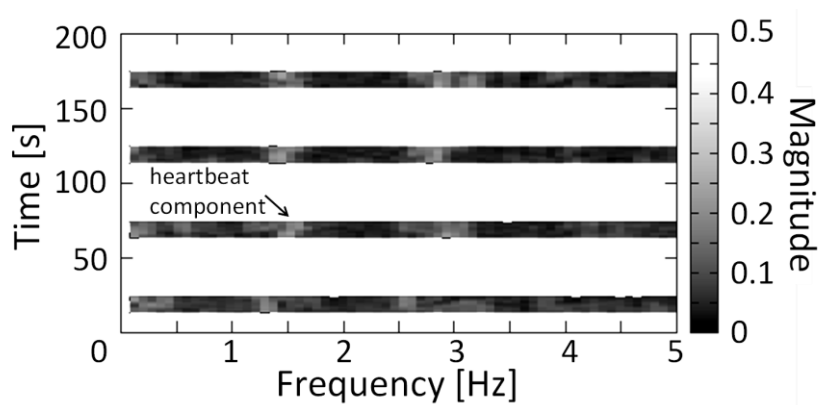
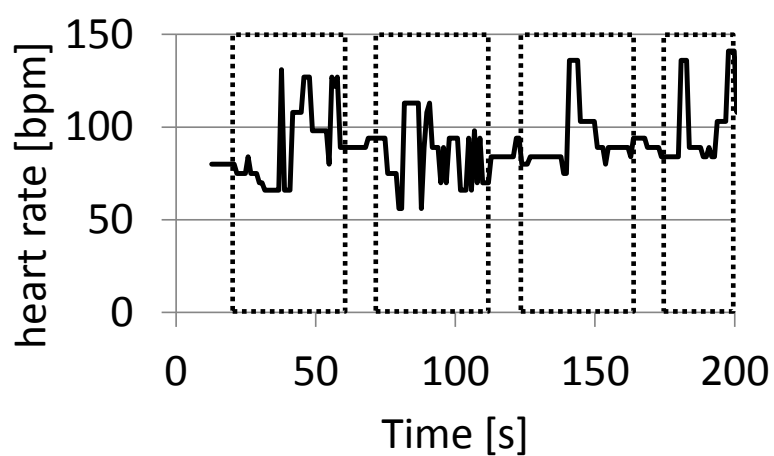
本計測システムを用いて，在宅患者の代表的な行動である歩行動作・コンピュータのキーボード操作・コップでの飲水行動について，体動検出実験を行った．図 3.20 は 25 秒ごとに安静状態・歩行動作の繰り返し，図 3.21 は 25 秒ごとに安静状態・キーボード操作の繰り返し，図 3.22 は安静状態（50 秒間）・歩行動作（25 秒間）・安静状態（25 秒間）・キーボード操作（25 秒間）・安静状態（25 秒間）・コップによる水飲み動作（12 秒間）・安静状態（13 秒間）・歩行動作（25 秒間）を行った実験結果である．すべての実験結果において測定結果から体動状態の区間が正確に除去され，体動状態の判定が正しく行われている．なお，歩行実験は歩行動作での支配的な体動要因は手首の振りであるため，実験は移動を伴わない「その場歩き」状態とし，キーボード操作実験はローマ字入力で 50 音を入力する

タイピング，コップによる水飲み動作はセンサを装着した方の手でテーブルに置いたコップを口元に持っていく動作とした．実験は 20 代男性 1 名の被験者で行った．

(a) 実験風景写真

(b) 時間波形

(c) 周波数スペクトルの時間変化

(d) スペクトルの振幅平均値の時間変化と除去部分

(e) 体動状態除去後

(f) 脈拍数検出結果

図 3.20 体動除去実験（歩行動作 25 秒間隔）

(a) 実験風景写真

(b) 時間波形

(c) 周波数スペクトルの時間変化

(d) スペクトルの振幅平均値の時間変化と除去部分

(e) 体動状態除去後

(f) 脈拍数検出結果

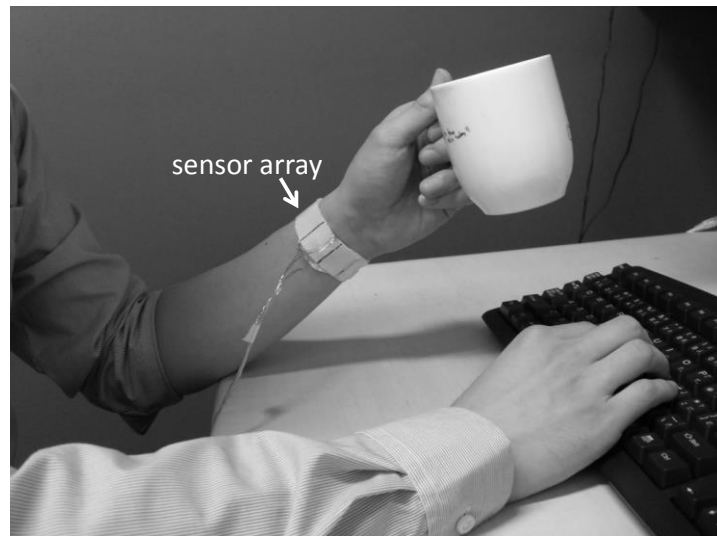
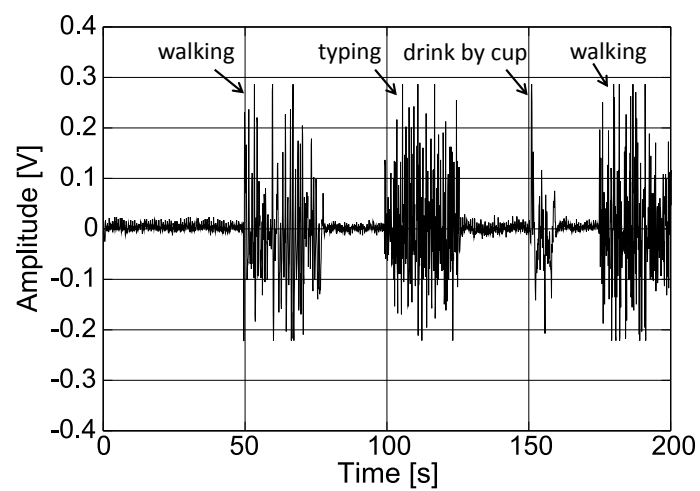
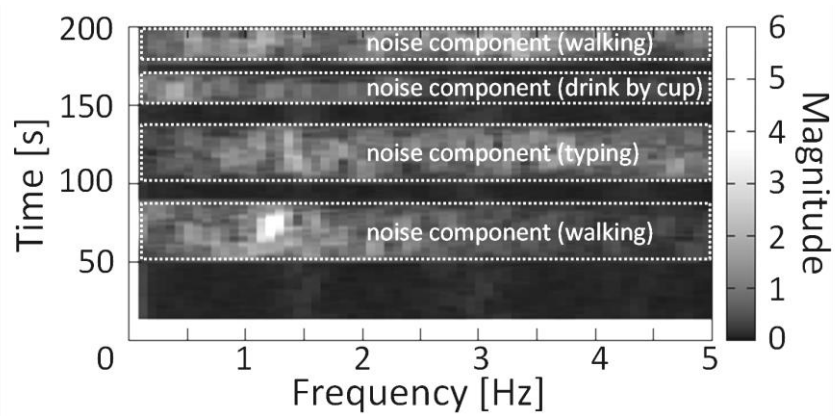
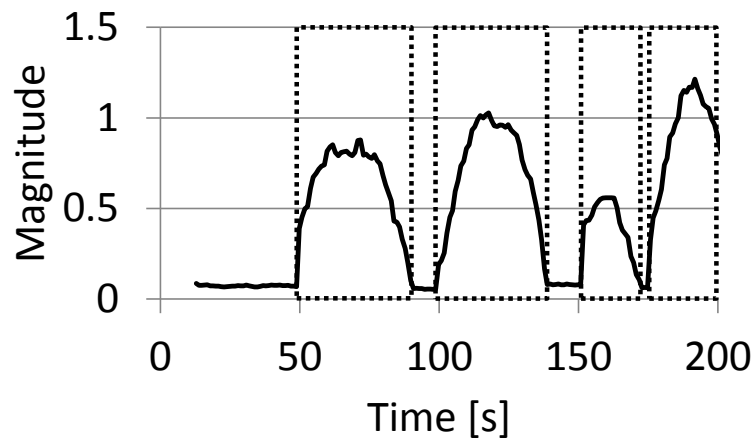
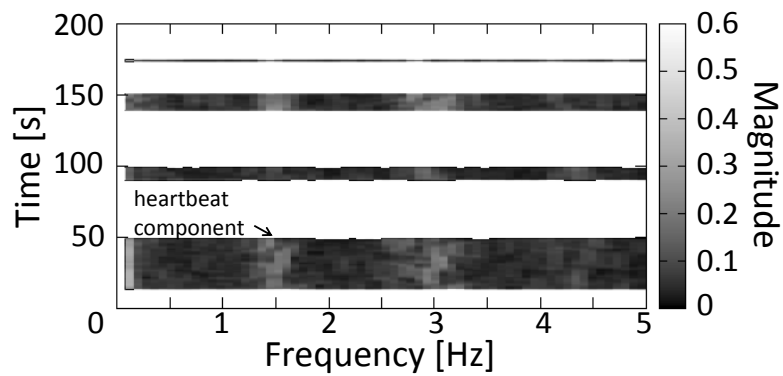
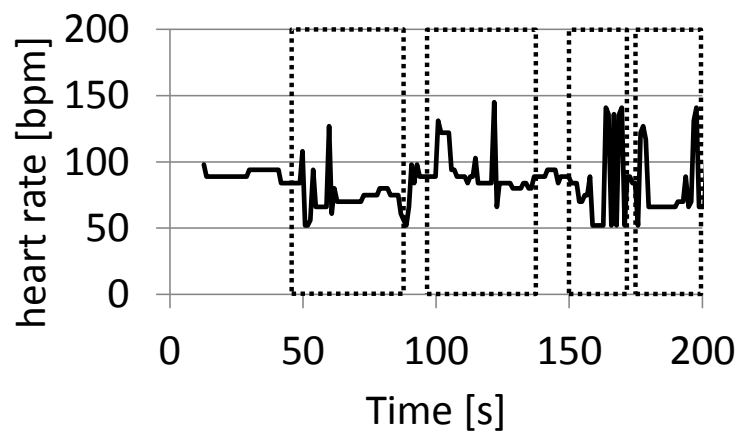
図 3.21 体動除去実験（キーボード操作 25 秒間隔）

(a) 実験風景写真

(b) 時間波形

(c) 周波数スペクトルの時間変化

(d) スペクトルの振幅平均値の時間変化と除去部分

(e) 体動状態除去後

(f) 脈拍数検出結果

図 3.22 体動除去実験

（歩行動作・キーボード操作・コップによる飲食動作の複合）

3.4　比較実験

次に，現在市販されている腕時計型脈波センサの中で，A 社の製品を比較対象として実験を行った．

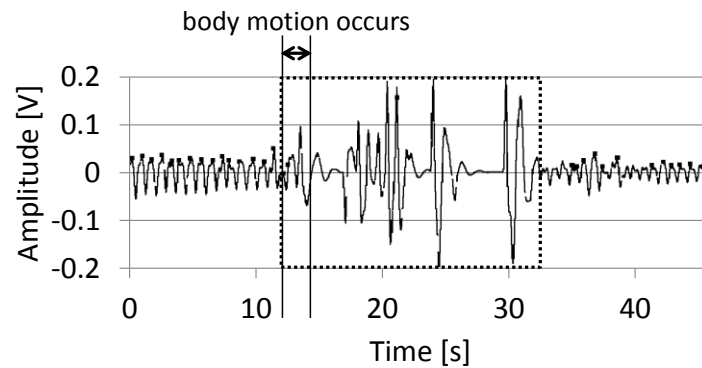



図 3.23　脈波検出不能部分（A 社製品）

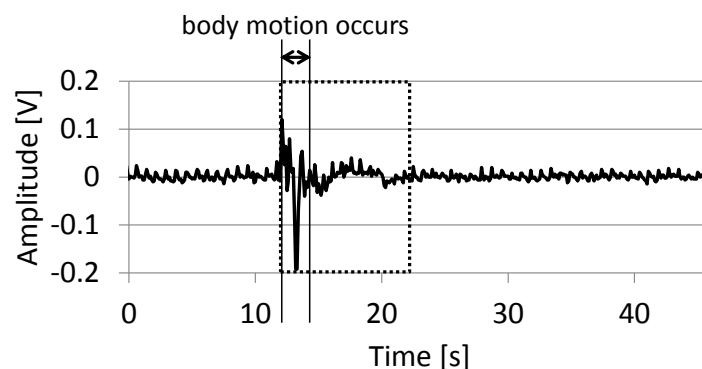



図 3.24 脈波検出不能部分（本方式）

図 3.23 は A 社製品の測定可能な状態における測定結果であり，図 3.24 は本方式で同時に脈波計測を行ったものである．計測開始 12 秒後に手を振り上げる動作（2 秒間）を発生させている．点線で囲われた部分が脈波検出不能となった区間である．脈波検出不能時間は，A 社製品では 20 秒間であり本方式では 10 秒間であった．A 社製品では体動発生後の大きな振幅変動から測定可能状態に復帰するまでの処理に時間を要している．これは A 社製品が単一のフォトインタラプタを用いたものであり，手を振り上げる動作をしたことでセンサと皮膚との接触面がずれ，光電脈波を検出できる皮膚上の箇所から離れてしまうことが復帰に時間がかかった要因と考えられる．これに対して本方式のアレイ状フォトインタラプタでは，皮膚との接触面にずれが生じても光電脈波検出可能範囲が広いため，ずれた位置でも脈波を検出できるため復帰が早かったと考察される．図 3.22 の実験のように頻繁に手を動かしているような場合は，ほとんど測定することができない．これに対し，本

方式ではアレイ状センサの適用と体動検出アルゴリズムの工夫によって，測定不能時間を最小化し実用性能を得ている．

3.5　第3章のまとめ

脈拍数測定センサでは，腕時計型で安定な脈波検出方式を開発した．従来の腕時計型センサは，装着は容易なものの検出感度が低く体動による影響にも敏感で安定な脈波検出を行うことはできなかったが，本研究で新たに適用したアレイ状センサと最適チャネル決定アルゴリズムによって着実に脈波を検出することができた．これは脈波測定精度安定化のために脈波に対する信号処理手法について検討したこれまでの研究[34]とは異なった，新たな切り口のアイディアである．また，体動によって波形が乱れた光電脈波を除去し，脈波計測精度低下や脈拍数誤検出を防ぐため，時間領域での波形変化を逐次解析する手法よりも簡易な計算によって体動の影響を除去することができる体動状態除去アルゴリズムを考案した．これら 2 つの手法を組み合わせることで，腕時計型での安定した脈波計測を実現できた．これにより，体動ノイズによる脈波検出不可区間を従来方式と比較しておよそ 50%小さくすることが出来た．

第4章　ウェアラブル脈拍数センサの呼吸数測定への応用

4.1　脈拍数と呼吸数の切り分け

本研究では，光電脈波に呼吸性変動が重畳することに着目し光電脈波から呼吸数を取得する検討を行った．図 4.1 に呼吸性変動が脈波に重畳した光電脈波の周波数スペクトル（観測時間 40.96 s，FFT サンプル数 2048，サンプリング周期 0.02 s）の例を示す．光電脈波を周波数軸で見ると，呼吸による低い周波数成分も含まれていることが分かる．呼吸性変動は約 0.32 Hz であり，脈拍のスペクトルが約 1.31 Hz である．ここで，一般人（新生児から高齢者まで）の安静時における脈拍数は約 50 bpm(beat per minute)から約 140 bpm であり，周波数にすると約 0.83 Hz から約 2.33 Hz である[38][39]．したがって，その範囲内のスペクトル振幅のピークを脈拍数のスペクトルとし，0.83 Hz 未満に現れるピークを呼吸性変動によるスペクトルと判別することで，呼吸性変動が重畳した光電脈波波形から脈拍数と呼吸数を切り分けて取得することができる．

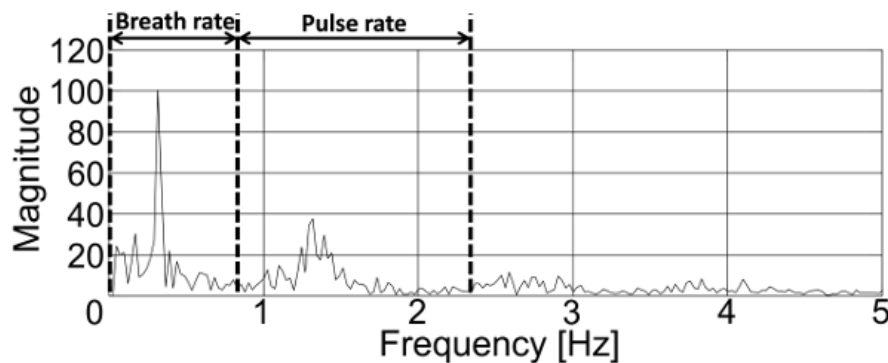



図 4.1 呼吸性変動が重畳した光電脈波の周波数スペクトル

4.2　最適センサ決定アルゴリズム

アレイ状センサを用い，4 素子あるセンサのうち，どのセンサが呼吸性変動および脈波を高い検出レベルで取得できているのかを自動で判別する必要がある．そのため，呼吸性変動および脈波の周波数スペクトル振幅の大きさによって検出レベルを評価するアルゴリズムを考案した．まず，ノイズスペクトルと呼吸性変動および脈波スペクトルを切り分けるため，周波数スペクトルピーク振幅にしきい値を設定し，呼吸性変動および脈波スペクトルピーク振幅がしきい値以下であるセンサは検出レベルが低いものとして除外する．なお, 直流成分は周波数スペクトルピーク振幅検出には不要なため, 時間領域（観測時間 40.96 秒）で平均値を減算し除去した．周波数fにおけるスペクトル振幅を$x(f)$とし，時刻tにおけ

る呼吸性変動周波数範囲内の最大値を$S_{max}(t) = \max x(f)$ $\{0 < f < 0.83\}$，脈波周波数範囲内の最大値を$S_{max}(t) = \max x(f)$ $\{0.83 \leq f \leq 2.33\}$とし，それぞれ$S_{max}(t)$を算出する．次に時刻$t$における呼吸性変動周波数範囲の 0 Hz から 0.83 Hz まで，および脈波変動周波数範囲内の 0.83 Hz から 2.33 Hz までのスペクトル振幅の平均値$S_{men}(t)$をそれぞれ求める．$S_{mean}(t)$は式(1)で求められる．

$$S_{mean}(t) = \frac{1}{b-a}\sum_{i=a}^{b} x(\frac{i}{n\Delta t}) \qquad ・・・(1)$$

ここで，脈拍数の計測誤差を±2 bpm（一般的なパルスオキシメーターの脈拍数測定精度[37]）以内とするため，観測時間40.96 s，FFTのサンプル数n=2048，サンプリング間隔$\Delta t = 0.02$ s，周波数ステップ$\Delta f = 0.024$ Hz（1.44 bpm）とした．また，平均値算出開始フレーム（呼吸性変動周波数算出時）$a = 0$，平均値算出開始フレーム（脈波周波数算出時）$a = \lfloor 0.83 n\Delta t \rfloor$，平均値算出終了フレーム（呼吸性変動周波数算出時）$b = \lceil 0.83 n\Delta t \rceil$，平均値算出終了フレーム（脈波周波数算出時）$b = \lceil 2.33 n\Delta t \rceil$である．この場合，呼吸数および脈拍数が81 bpmまでは計測誤差が±2 bpm以内となる．$S_{mean}(t)$と$S_{max}(t)$の関係が式(2)である$S_{max}(t)$のみを残し，それ以外のセンサ出力はノイズ成分が大きく信頼性が低いとみなし除去する．

$$S_{max}(t) \geq cS_{mean}(t) \qquad ・・・(2)$$

式(2)右辺の$cS_{mean}(t)$がしきい値となる．ここで，係数$c = 3$とした．これは係数を 1 から 10 まで変化させた結果，$c = 3$で全てのtにおいて呼吸性変動および脈波周波数範囲内でしきい値を超えるスペクトルピーク振幅値が，実際の呼吸数および脈拍数と合致したためである．センサは 4 つあるため，$S_{max}(t)$は最大で 4 つとなる．本アルゴリズムによって選択された$S_{max}(t)$の値を比較し，同じ値が最も多い値を呼吸性変動スペクトルおよび脈波スペクトルとして採用する．すなわち多数決原理である．ただし，同じ値が同数である場合など多数決が成り立たない場合は，$\frac{S_{max}(t)}{S_{mean}(t)}$の比が最大のセンサを採用した．

図 4.2 に本システムにより得られた 4 つの光電脈波および周波数スペクトルの例を示す．最適センサ決定アルゴリズムによりこの例で選択されるセンサは ch2 および ch3 となり，呼吸数 19.2 bpm，脈拍数 78.6 bpm と決定される．

4.3 アレイ状センサの有効性確認

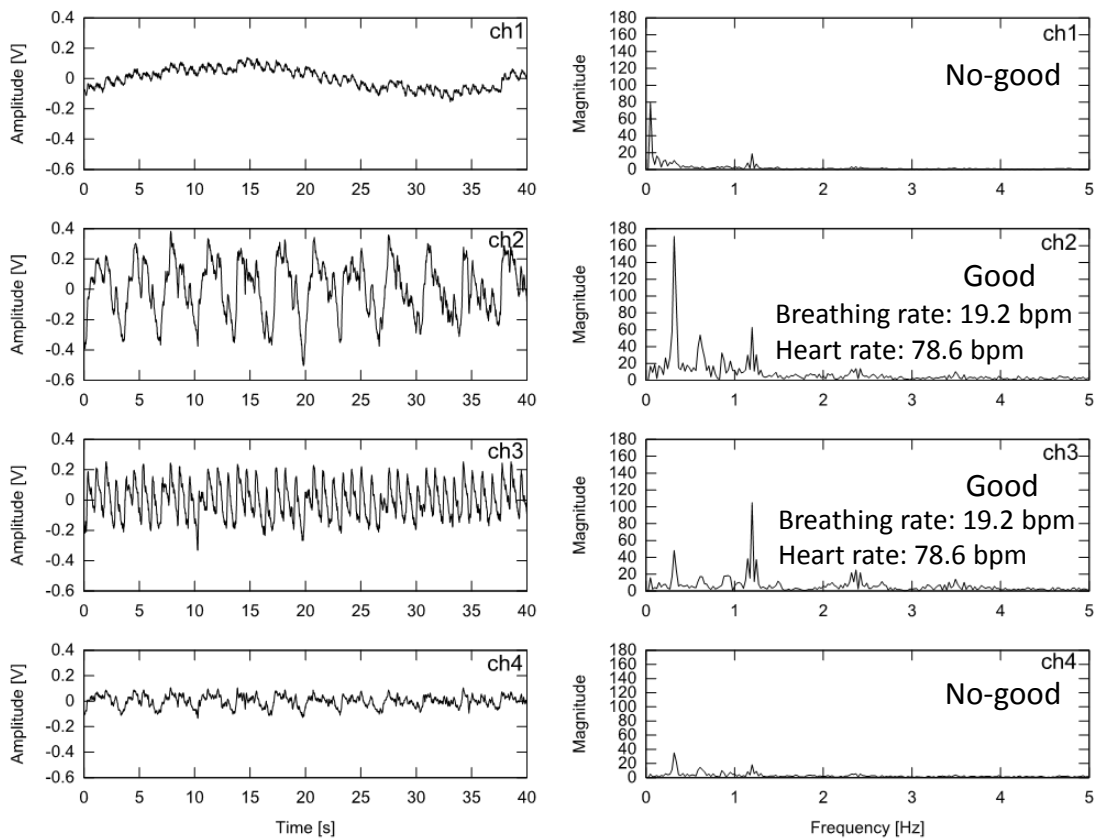



図 4.2 最適センサ決定アルゴリズムによる選択

図 4.3 にアレイ状センサを用いて呼吸性変動および脈波検出を行った結果を示す．図 4.3(a)～(d)はそれぞれフォトインタラプタを 1 つ～4 つ用いた場合の検出結果である．横軸の番号はそれぞれ図 3.5 の計測ポイントに対応し，その計測ポイントで先述の最適センサ決定アルゴリズムによって呼吸性変動成分および脈波成分を検出できた箇所を白く，ノイズが大きいため計測不能として除去された箇所を黒く表示している．図 4.3 はアレイ状センサの有効性を示している．まず(a)フォトインタラプタが 1 つである場合，検出不能箇所が 1 箇所でもあった時点でセンサは呼吸性変動および脈波の検出が不可となる．
(b)フォトインタラプタが 2 つである場合は，検出不能箇所が 2 箇所連続して現れた場合にセンサは呼吸性変動および脈波の検出が不可となるが，隣り合わせのフォトインタラプタが検出可能箇所であれば，センサは呼吸性変動および脈波を検出することができる．同様に，(c)では 3 箇所，(d)では 4 箇所連続して検出不能箇所が現れた場合にアレイ状センサは呼吸性変動および脈波の検出が不可となる．呼吸性変動および脈波が検出可能な箇所を true，検出不能の箇所を false として論理式で表現すると，アレイ状センサの呼吸性変動および脈波の検出範囲はフォトインタラプタごとの論理和(OR)となり，センサの数が多いほ

ど高信頼に脈波を検出することができる．

図 4.4 に 5 名の被験者（20 代男性 2 名，20 代女性 2 名，60 代男性 1 名，椅子に座った安静状態で計測）で光電脈波検出実験を行った結果を示す．すべての被験者で 3 箇所以上脈波検出不能箇所が連続することはなく，フォトインタラプタを 4 つ用いてアレイ状センサを構成すれば, 被験者 5 名による本実験の限りでは 100%呼吸性変動および脈波安定して検出できることが分かった.

(a) 1 photo-interrupter

(b) 2 photo-interrupters

(c) 3 photo-interrupters

(d) 4 photo-interrupters

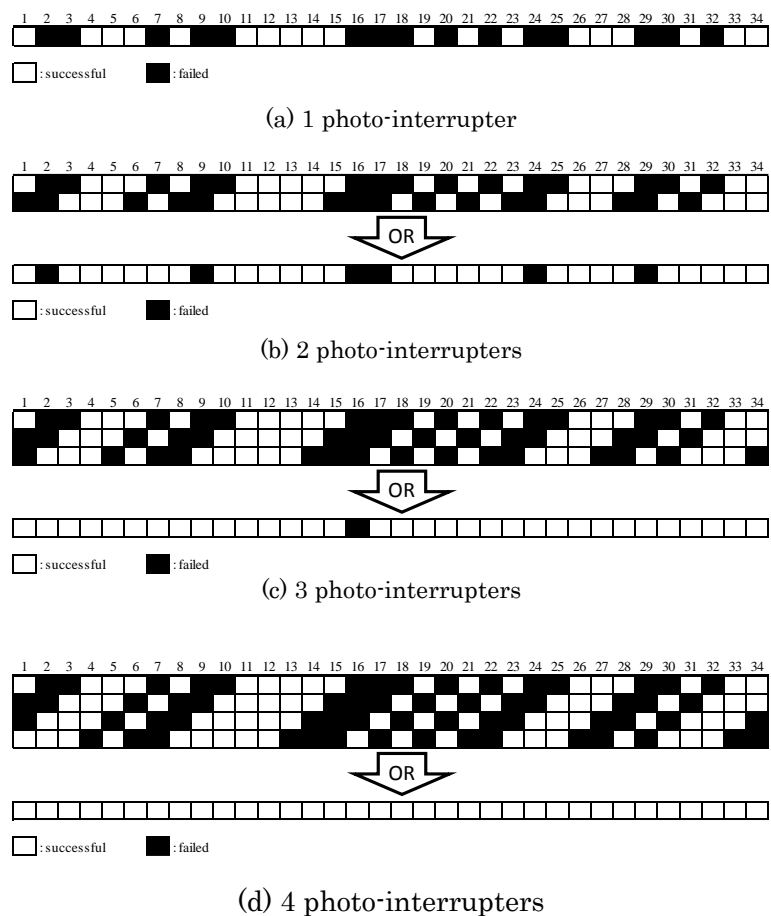



図 4.3 光電脈波の検出

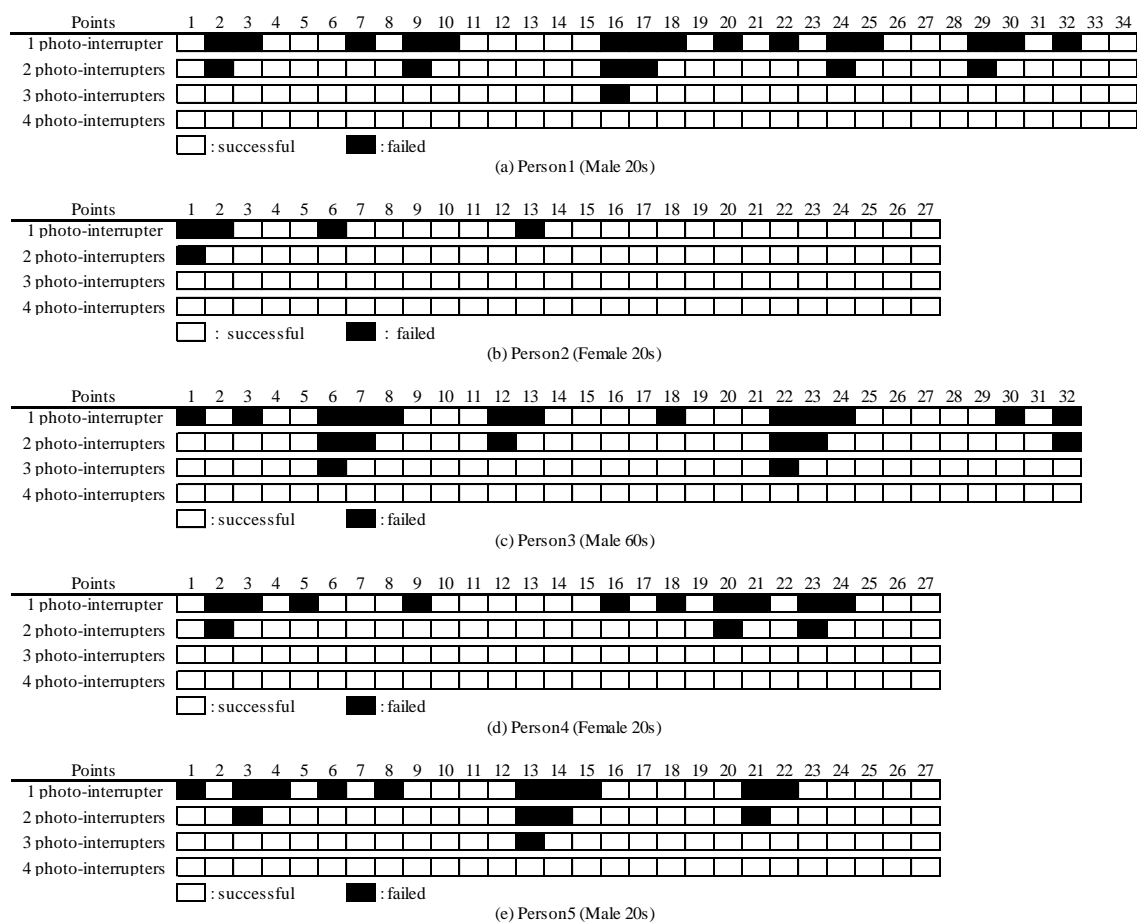



図 4.4　光電脈波の検出（被験者 5 名）

4.4　呼吸数・脈拍数のリアルタイム表示

図 4.5 に呼吸数・脈拍数の変化をリアルタイムにプロットした結果を示す．計測の諸元は観測時間 40.96 秒，FFT サンプル数 2048，サンプリング周期 0.02 s であり，50 サンプル毎（1 秒毎）に FFT フレームをシフトしている．よって更新間隔は 1 秒である．最適センサ決定アルゴリズムにより得られた呼吸性変動周波数と脈波周波数を bpm 表記に変換し，リアルタイムに値を表示している．このように，試作腕時計型脈波センサで呼吸数と脈拍数をリアルタイムに取得することができる．

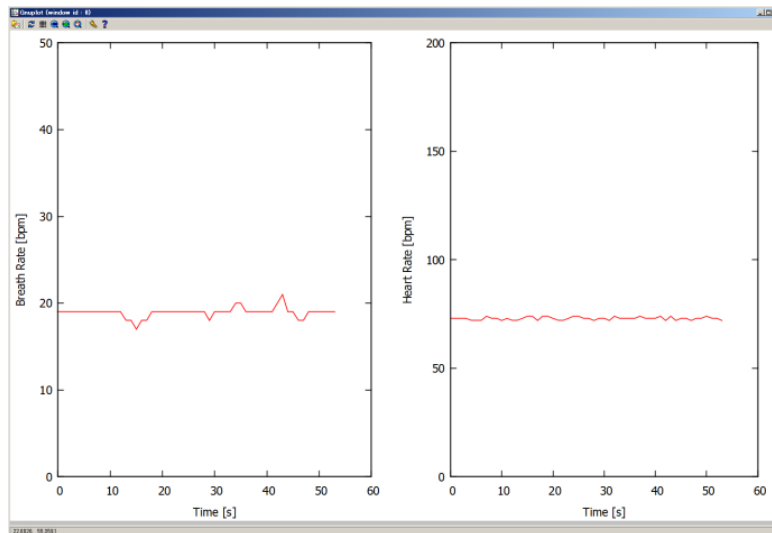



図 4.5 呼吸数（左）・脈拍数（右）のリアルタイム表示

呼吸数測定センサでは，脈波波形に呼吸性変動が重畳することに着目し，腕時計型脈拍数測定センサから得られた脈波波形を解析することで，脈拍数と呼吸数を同時に腕時計型センサで取得することを可能にした．

4.5 第 4 章のまとめ

光電脈波を用いた腕時計型の呼吸数および脈拍数の同時計測センサを新たに開発した．従来の腕時計型光電脈波センサは脈波の検出レベルが低く安定した計測が難しかったが，アレイ状センサと，最も検出レベルの高いフォトインタラプタを選択する最適センサ決定アルゴリズムによって，呼吸数と脈拍数を安定して計測することが可能になった．実験では，4 つのフォトインタラプタを 5mm 間隔で配置したアレイ状センサを用い，5 名全ての被験者で手首のどの位置にセンサを装着しても呼吸数および脈拍数を安定して計測することができた．腕時計型の光電脈波センサで，脈拍数だけではなく，呼吸数も同時に計測できることを示した．

第5章　結論

本研究では，医療，介護，看護，健康管理センタに有効なヘルスケアネットワークシステムの実現を目指して，ウェアラブルバイタルサインセンサおよびBANの要素技術に関して検討を行った．

脈拍数測定センサでは，腕時計型で安定な脈波検出方式を開発した．従来の腕時計型センサは，装着は容易なものの検出感度が低く体動による影響にも敏感で安定な脈波検出を行うことはできなかったが，本研究で新たに適用した 4 つのフォトインタラプタを用いたアレイ状フォトインタラプタセンサと最適チャネル決定アルゴリズムによって着実に脈波を検出することができた．また，体動ノイズによって起こる脈波計測精度低下や脈拍数誤検出を防ぐために，スペクトル解析による体動状態検出と体動状態除去アルゴリズムを考案した．これら 2 つの手法を組み合わせることで，腕時計型での安定した脈波計測を実現できた. これにより, 体動ノイズによる脈波検出不可区間を従来方式と比較しておよそ 50%小さくすることが出来た．これまで主に用いられてきた指先検出方式や心電方式は，装着の煩雑さや手先行動制限の問題から，通常の生活において常時着用することが困難であったが，本方式の適用により，日常の健康管理の手段としての脈波計測の道が開けた．さらに，独居者や在宅患者の見守り・生存確認を行うという目的において，脈拍数の検出だけではなく，体動状態を検出することによっても見守りを達成できる可能性を示した．

呼吸数測定センサでは，脈波波形に呼吸性変動が重畳することに着目し，腕時計型脈拍数測定センサから得られた脈波波形を解析することで，呼吸数を腕時計型センサで取得するというこれまでにない測定方法を可能にした．アレイ状センサと，最も脈波および呼吸性変動の検出レベルの高いフォトインタラプタを選択する最適センサ決定アルゴリズムによって，呼吸数と脈拍数を安定して計測することが可能になった．実験では，アレイ状フォトインタラプタセンサを用い, 5 名全ての被験者で手首のどの位置にセンサを装着しても呼吸数および脈拍数を安定して計測することができた．腕時計型の光電脈波センサで，脈拍数だけではなく，呼吸数も同時に計測できることを示した．これまでのウェアラブル呼吸数センシングは，着衣に圧力センサを縫込むなどの方法を取っていたが，より手軽に装着することができる腕時計型センサによって脈拍数を計測することができることを示した．その他，人体を伝送媒体としたセンサ相互間通信，センサ低消費電力化技術，心電図測定センサ，運動量測定センサ，血圧値測定センサについても実験的検討を行い，付録にまとめた．

今後の課題としては，ウェアラブル脈拍数センサ，呼吸数センサに関してはその実用化に向けて，今後はさらなる消費電力低減のためにデータ処理を簡略化し，センサ部および

計算処理部に CPLD(Complex Programmable Logic Device) や FPGA(Field-Programmable Gate Array)などを用いたセンシングノードを実装する．接触式や非接触式に拘らず，より人間の日常生活に密着した脈拍数・呼吸数の計測方法を追求する．さらに，血圧値，血中酸素飽和度，運動量，心電図などを無侵襲・無拘束で計測するバイタルサインセンサの実現に向けて検討を重ねる．

最終的には，本研究が目指すヘルスケアネットワークシステムを構築するため，本論文で検討した脈拍数・呼吸数計測センサ，および付録で述べたバイタルサインセンサ群と最適なセンサ相互間通信によって，バイタルサインを連続的にモニタ可能なネットワークシステムを実現する．さらにインターネットサービスとクラウド・コンピューティングによって，医療機関のみではなく，いつでもどこでもスマートフォンやタブレット PC などの情報端末から利用者の健康状態評価を得ることができる仕組みを構築し，国民の医療水準および健康に対する意識の向上を目指す.

謝辞

主任指導教官として日頃ご指導いただいた電気通信大学大学院情報理工学研究科の中嶋信生教授，指導教官としてご指導いただいた電気通信大学大学院情報理工学研究科の高玉圭樹教授に感謝します．電気通信大学大学院情報理工学研究科の市川晴久教授，梶本裕之准教授，西一樹准教授には論文をまとめるにあたって貴重なコメントを頂戴しました．ここに感謝します.

また，脈拍数計測安定化および呼吸数計測の実験に多大な協力をいただいた共同研究者の河本温子氏に感謝します．日々の研究生活の中で活発な意見交換をしていただいた中嶋研究室の皆様，学生生活のご助言をいただいた電気通信大学情報理工学部の服部聖彦助教に感謝します.

最後に，医療，看護に関する貴重なコメントをいただきました中部大学生命健康科学部の中山奈津紀助教，産業界視点からのご助言をいただきました中部大学研究支援センターの井上隆敬客員教授，そして，学術研究の基礎からご指導して頂いた中部大学工学部の川島信教授に感謝します.

2013 年 3 月

参考文献

[1] 加川敏規，“BAN(Body Area Network)をベースとしたヘルスケアネットワーク構成法に関する研究”，平成 19 年度中部大学卒業論文，2008.

[2] 加川敏規，“身体情報常時モニタリングシステム構成法の研究”，平成 21 年度中部大学大学院博士前期課程修士論文，2010.

[3] 鈴木哲　他，“非接触による生体計測とその研究動向”，関西大学理工学会誌「理工学と技術」, Vol. 18, 2011.

[4] Alfonsas VAINORAS et al: Transformation of Health Care with Information Technologies, Technology and Informatics 105, IOS Press, September 2004.

[5] K. W. Sum，Y. P. Zheng and A. F. T. Mak，“Vital Sign Monitoring for Elderly at Home: Development of a Compound Sensor for Pulse Rate and Motion，” Personal health Management Systems，Vol. 117，pp. 43-50，2005.

[6] I. Adebayo，O. Emmanuel，A. Adesola and A. Rotimi，“Wireless Data Processing Model in Hospital Environment: A Case Study of Obafemi Awolowo University Teaching Hospital，” Biomedical Fuzzy and Human Sciences，Vol. 12，No. 1，pp. 23-27，2007.

[7] N. Nakajima，“Indoor Wireless Network for Person Location Identification and Vital Data Collection，” ISMICT 2007，TS9，2007.

[8] V. Schnayder，“Sensor Network for Medical Care，” Harvard University Technical Report TR-08-05，2005.

[9] D. Scherr, P. Kastner, A. Kollmann et al., Effect of Home-Based Telemonitoring Using Mobile Phone Technology on the Outcome of Heart Failure Patients After an Episode of Acute Decompensation: Randomized Controlled Trial, Journal of Medical Internet Research, Vol. 11, No. 3, 2009.

[10] S. Sack, C. M. Wende, H. Nagele et al., Potential value of automated daily screening of cardiac resynchronization therapy defibrillator diagnostics for prediction of major cardiovascular events: results from Home-CARE (Home Monitoring in Cardiac Resynchronization Therapy) study, European Journal of Heart Failure, Vol. 13, pp. 1019-1027, 2011.

[11] Palmieri V, Pezzullo S, Lubrano V et al., Home-based telemonitoring of simple vital

signs to reduce hospitalization in heart failure patients: real-world data from a community-based hospital, Vol. 12, No. 12, 2011.

[12] A. Roberto, M. Ilaria, A. Angela M. et al., Impact of Home Patient Telemonitoring on Use of β-Blockers in Congestive Heart Failure, Drugs & Aging, Vol. 27, No. 10, pp. 801-805, 2010.

[13] A. Weintraub, D. Gregory, A. R. Patel et al., A Multicenter Randomized Controlled Evaluation of Automated Home Monitoring and Telephonic Disease Management in Patients Recently Hospitalized for Congestive Heart Failure: The SPAN-CHF II Trial, Journal of Cardiac Failure, Vol. 16, No. 4, pp. 285-292, 2010.

[14] R. P. Katra, N. Chakravarthy, I. Libbus, Remote At-Home Detection and Monitoring of Functional Chronotropic Incompetence in Heart Failure Patients, Journal of Cardiovascular Translational Research, Vol. 4, No. 1, pp. 14-20, 2011.

[15] 厚生労働省，平成 21 年度厚生労働白書，ぎょうせい, 2009.

[16] 加川 他，“心疾患患者を対象とした 心電・運動量の常時センシングシステム”，電気関係学会東海支部連合大会，O-457，2008.9

[17] 栃久保修 他,“情報通信技術を活用したヘルスケアネットワークシステム”,電子情報通信学会,vol.90, No.8, 2007

[18] 中澤祐一，“医師不足の現状と対策”，信州医誌，No. 58，Vol. 6，pp. 291 – 300，2010.8

[19] F. M. Coetzee，and Z. Elghazzawi，“Noise-Resistant Pulse Oximetry Using a Synthetic Reference Signal，” IEEE Transactions on Biomedical Engineering，Vol. 47，No. 8，pp. 1018-1026，Aug. 2000.

[20] 今井文吾，塩澤成弘，牧川方昭，“光電脈波計測における加速度センサを用いた体動アーチファクトの除去，” 生体医工学シンポジウム 2005，Vol. 44，No. 1，pp. 148-155，2006.

[21] M. Pacelli, G. Loriga, N. Taccini, and R. Paradiso, “Sensing fabrics for monitoring physiological and biomechanical variables: E-textile solutions,” in Proc. 3rd IEEE-EMBS Int. Summer School Symp. Med. Dev. Biosens., pp. 1-4, 2006.

[22] M. Ishijima, “Monitoring electrocardiogram in bed without body surface electrodes,” IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 40, No. 6, pp. 593-594, 1993.

[23] K. Nakajima, A. Oka, S. Kasaoka, K. Nakashima, T. Maekawa, T. Tamura and H.

Miike, “Detection of physiological parameters without any physical constraints in bed using sequential image processing, ” Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 35, pp. L269-L272, 1996.

[24] K. Nakajima, T. Maekawa and H. Miike, "Detection of apparent skin motion using optical flow analysis: Blood pulsation signal obtained from optical flow sequence," Review of Scientific Instruments, vol.68, pp.1311-1336, 1997.

[25] 西田佳史　他，“圧力センサによる睡眠中の呼吸・体位の無侵襲・無拘束な計測”，日本ロボット学会誌, Vol. 16, No. 5, pp. 705-711, 1998.

[26] 竹村安弘　他，“非接触呼吸運動モニタ装置を用いた人工呼吸監視”，電子情報通信学会論文誌 D-II, Vol. J88-D-II, No. 10, pp. 2152-2162, 2005.

[27] 西田佳史　他，“視覚情報による睡眠時無呼吸症候群診断手法”，日本ロボット学会誌, Vol. 16, No. 2, pp. 274-281, 1998.

[28] 久保肇　他，“マイクロ波ドップラーセンサによる移動・呼吸信号検出”，日本生体医工学会誌「生体医工学」，Vol. 48, No. 6, pp. 595-603, 2010.

[29] 吉澤靖之，“パルスオキシメーターについて”, CLINICIAN, No493, pp.598-599, 2000.

[30] 水沼 充，“光で脈拍を測定する―携帯型体調把握支援システムの開発―”，山形大学工学部技術発表, 2005.

[31] S. Rhee，B. H. Yang，and H. H. Asada，“Artifact-Resistant Power-Efficient Design of Finger-Ring Plethysmographic Sensors，” IEEE Transactions on Biomedical Engineering，Vol. 48，No. 7，pp. 795-805，Jul. 2001.

[32] 木村禎祐，大崎理江，岩田彰，“ウェアラブル脈波センサと心拍数検出アルゴリズム，” 電子情報通信学会技術研究報告，Vol. 100，No. 350，pp. 43-49，2000.

[33] T. Kagawa，N. Nakajima，“Robust Wrist-Type Multiple Photo-Interrupter Pulse Sensor，” Health Science and Biomedical Systems，67910-036，Jun. 2012.

[34] F. M. Coetzee，and Z. Elghazzawi，“Noise-Resistant Pulse Oximetry Using a Synthetic Reference Signal，” IEEE Transactions on Biomedical Engineering，Vol. 47，No. 8，pp. 1018-1026，Aug. 2000.

[35] 今井文吾，塩澤成弘，牧川方昭，“光電脈波計測における加速度センサを用いた体動アーチファクトの除去，” 生体医工学シンポジウム 2005，Vol. 44，No. 1，pp. 148-155，2006.

[36] 小須田司，青島一郎，“体動アーチファクトに強い脈拍計測技術の開発，”日本時計学会誌，Vol. 48，No. 3，pp. 42-51，2004.

[37] パルスオキシメータ AD7011 取扱説明書，エム・シー・メディカル株式会社

[38] 久米美代子, 溝手宗昭, "新生児早期における心拍変動の解析", 東女医大誌, Vol. 74, No. 2, pp. 94-101, 2004.

[39] A. D. Jose, and D. Collison, "The normal range and determinants of the intrinsic heart rate in man", Cardiovasc Res, Vol. 4, No. 2, pp. 160-167, 1970.

[40] T. G. Zimmerman, “Personal Area Networks(PAN):Near-Field Intra-Body Communication” , M. S. thesis, MIT Media Laboratory, June, 1995.

[41] 大井克己，“スミス・チャート実践活用ガイド”，CQ 出版社，p. 255，July, 2006

[42] 山村英穂，“トロイダル・コア活用百科”，CQ 出版社，p. 528，December, 2006.

[43] 岩橋榮治，“伝送工学概論”，東海大学出版会，p. 276，October, 1994.

[44] 石谷哲典 他，“身体情報常時モニタリングシステムに適用する 小型インテリジェントバイタルセンサの研究”，電気関係学会東海支部連合大会，O-453，September, 2008

[45] 石谷哲典，“BSN(Body Sensing Network)に適用する小型インテリジェントバイタルセンサの研究”，平成 20 年度中部大学卒業論文，2009.

[46] 岡村廸夫，“OP アンプ回路の設計”，CQ 出版社，p. 254，September, 1990.

[47] 厚生労働省保健局,“特定健診・特定保健指導の趣旨・概要について” http://www.mhlw.go.jp/

[48] BARBARA E. et al: Compendium of Physical Activities: an update of activity codes and MET intensities, MEDICINE & SCIENCE IN SPORTS & EXERCISE, pp. S498 – S516, September 2000.

[49] 柳朋宏，“BSN(Body Sensing Network)に適用する運動量センシング法に関する研究”，平成 20 年度中部大学卒業論文，2009.

[50] 川久保清他,“身体活動量評価法の開発に関する研究”,日本体力医学会,Vol.56，2007.

[51] 脈波伝播時間及び間欠校正による収縮期血圧の連続且つ高精度推定 http://jstshingi.jp/2005/pdf/112401.pdf

[52] 血圧測定方法　特許第 3631639 号

[53] 本間 他, 指尖加速度脈波と血圧および細動脈弾性率との関係に関する研究,日本体力医学会, 体力科学,Vol. 41, No. 1, pp. 98-107, February, 1992.

[54] 鈴木 他, 心血管特性を考慮したデータ分類による光電脈波信号を用いたカフレス血圧推定, 信学技報, MBE2008-70, December, 2008.

関連論文等

査読付きジャーナル論文（2 件）

(1) Toshinori Kagawa, Atsuko Kawamoto, Nobuo Nakajima, "Robust Wrist-Type Wireless Multiple Photo-Interrupter Pulse Sensor", INTERNATIONAL JOURNAL of SYSTEMS APPLICATIONS, ENGINEERING & DEVELOPMENT, Vol. 6, No. 5, pp. 325-332, Dec. 2012：第 3 章に関連

(2) 加川敏規，中嶋信生，” 体動によるノイズの影響を除去した高感度腕時計型脈波計測センサ“，電子情報通信学会論文誌 D，Vol. J96-D, No.3, Mar. 2013：第 3 章に関連

査読付き国際会議論文（3 件）

(1) Toshinori Kagawa, Makoto Kawashima, Natsuki Nakayama, “Advanced exercise control using miniature ECG and 3D acceleration sensors”, D&D Forum on Telemedicine Systems: Issues, Design, Development and Standardization at IEEE Globecom2008, (Dec. 2008)：第 1 章に関連

(2) Toshinori Kagawa, Nobuo Nakajima, “A Robust Wrist Type Multiple Photo-Interrupter Pulse Sensor”, HSBS2012, 67910-036 (June 2012)：第 2 章に関連

(3) Atsuko Kawamoto, Toshinori Kagawa, Nobuo Nakajima, “Robust Detection of Pulse and Breath Rates using Multiple Photo-interrupter”, TriSAI2012, S-1-5 (Sept. 2012)：第 4 章に関連

国内会議（9 件）

(1) 加川敏規，中山奈津紀，石谷哲典，川島信，“心疾患患者を対象とした心電・運動量の常時センシングとその応用”，2008 年度 第 2 回医療情報通信技術研究会，MICT2008-10 (July 2008)：第 1 章に関連

(2) 加川敏規，石谷哲典，中山奈津紀，川島信，“心疾患患者を対象とした 心電・運動量の常時センシングシステム”，電気関係学会東海支部連合大会， O-457 (Sept. 2008)：第 1 章に関連

(3) 石谷哲典，加川敏規，中山奈津紀，川島信，“身体情報常時モニタリングシステムに適用する小型インテリジェントバイタルセンサの研究”，電気関係学会東海支部連合大会，O-453 (Sept. 2008)：第 1 章に関連

(4) 加川敏規，石谷哲典，小林智史，中山奈津紀，川島信，“心電・運動量センサの消費電

力及び実装規模の低減に関する検討”， 2008 年度 第 3 回医療情報通信技術研究会，MICT2008-17 (Jan. 2009)

(5) 石谷哲典，加川敏規，中山奈津紀，井上隆敬，川島信，“バイタルセンサの長寿命化に関する検討”，2010 年度第 1 回医療情報通信技術研究会，MICT2010-9(Apr. 2010)

(6) 加川敏規, 中嶋信生，“加速度脈波を用いたカフレス血圧推定の一検討”, 2011 年度 第 2 回医療情報通信技術研究会，MICT2011-10(July 2011)

(7) 加川敏規，中嶋信生，“加速度脈波特徴量および時間情報を利用した加圧カフを用いない血圧計測の検討”，H23 信学ソ大，B-19-44(Sept. 2011)

(8) 河本温子，中嶋信生，加川敏規，“アレイ状フォトインタラプタを用いた高安定光電脈波検出の検討”，H24 信学ソ大，B-19-29(Sept. 2012)：第 3 章に関連

(9) 加川敏規，中嶋信生，河本温子，“光電脈波を用いた脈拍数および呼吸数計測システムの開発”，H24 信学ソ大，B-19-30(Sept. 2012)：第 4 章に関連

招待講演（1 件）

Makoto Kawashima, Toshinori Kagawa, “Introduction of the latest studies on Interdisciplinary Research between Medicine and Engineering”, Universiti Tunku Abdul Rahman, Malaysia(Mar. 2011)：第 1 章に関連

付録

1. センサ相互間通信方式

1.1 人体を伝送媒体とした不平衡伝送

現在，身体に装着するセンサ相互間の通信には，Bluetooth や ZigBee をはじめとする無線通信が主に使われている．しかし，電磁波を用いた無線通信は有線通信に比べ消費電力が大きく，また，水中においては搬送波周波数に反比例して通信距離が非常に短くなるというデメリットが原理的に存在している．

(a)電流方式　　(b)電界方式

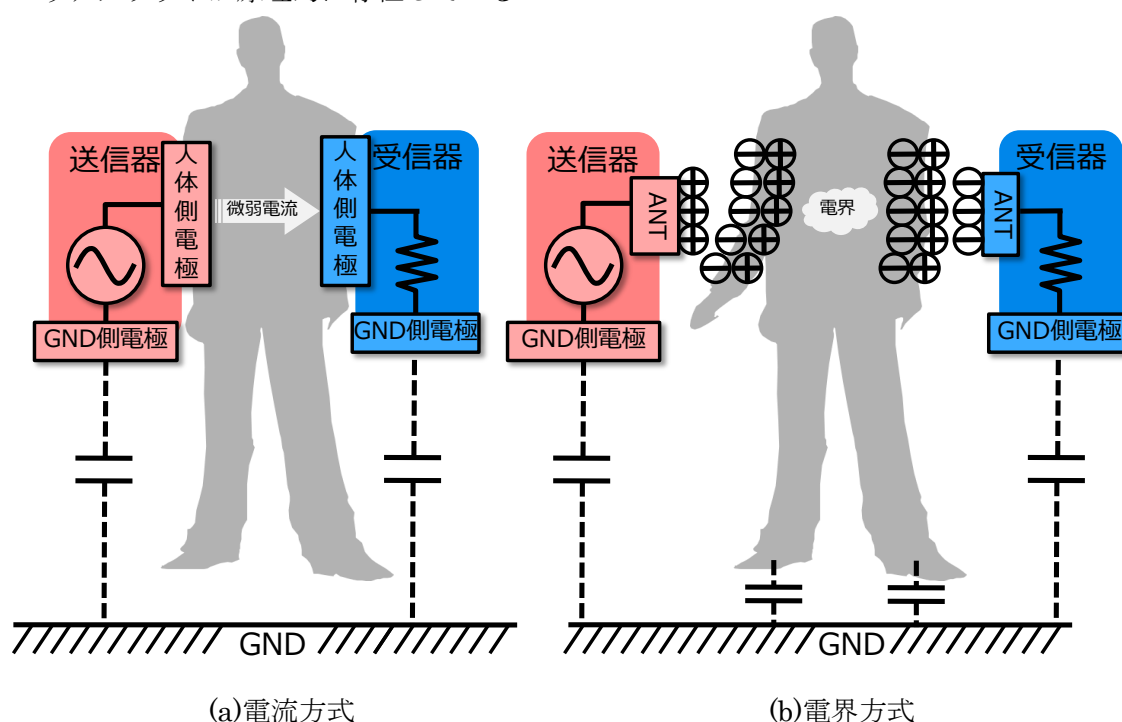



図 5.1　従来の人体通信方式

図 5.1 は現在提案されている人体通信方式の概略図である．人体を媒体とする通信は 1996 年に T.G.Zimmerman が提唱した Personal Area Network (PAN)でモデル化され，研究が重ねられてきた[40]．人体通信方式には大きく分けて「電流方式」と「電界方式」の 2 種類がある．電流方式では，電極を皮膚に当て，送受信器および人体が GND（大地）と静電結合した閉ループを形成することで人体に微弱電流を流して通信を確立するものである．一方電界方式では，送受信器のアンテナにより人体の体表面に電界を発生させることで通信を確立するものである．

電流方式では，確実に『触れる』という行為でのみ通信が確立するというセキュリティ面でのメリットがあり，電界方式では，アンテナが皮膚に触れている必要がないため，例

えば送信器をポケットに入れ，受信器に手をかざすだけで通信を確立させることができるというメリットがある．しかし，これらの方式はいずれも GND（大地）と静電結合した不平衡伝送であるため，プールでのリハビリや入浴時に使用した場合，通信品質が著しく低下することが考えられる．

人体を伝送媒体とした通信を確立させるためには，人体の伝送特性を明らかにする必要がある．人体の任意の二点対をそれぞれ入力，出力とした場合の伝送特性を測定する．測定にはネットワークアナライザを用い，不平衡伝送での伝送特性を測定する．人体との接続には医療用ディスポーザブル電極を用いた．以下に測定系の概略図を示す．

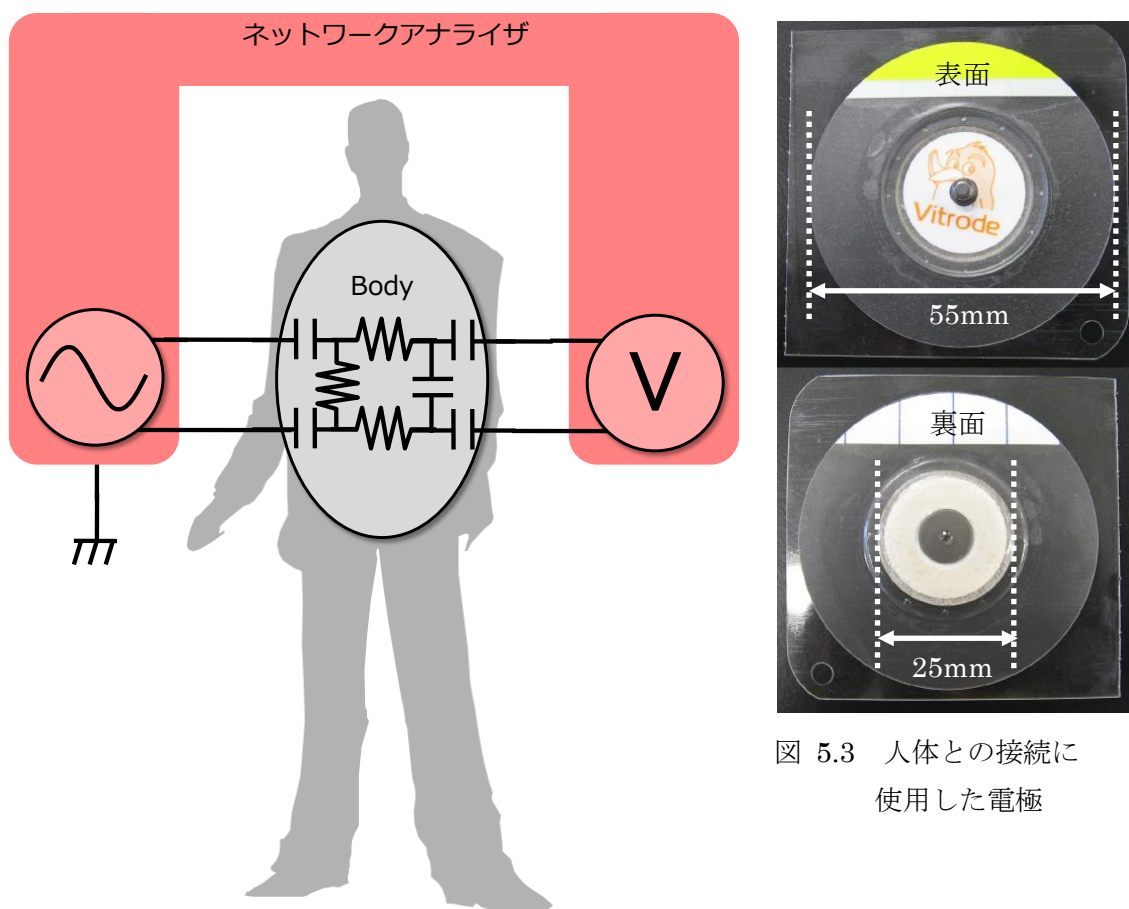



図 5.2　陸上での不平衡伝送特性測定系の概略図

図 5.3　人体との接続に使用した電極

表 5.1　空気中での不平衡伝送特性測定に使用した部品

部品名	品番（規格）	メーカー名
ネットワークアナライザ	MS4630B	Anritsu
ディスポーザブル電極	Vitrode D-90	日本光電工業

以下に，図 5.2 に示した測定系で測定した伝送特性を示す．

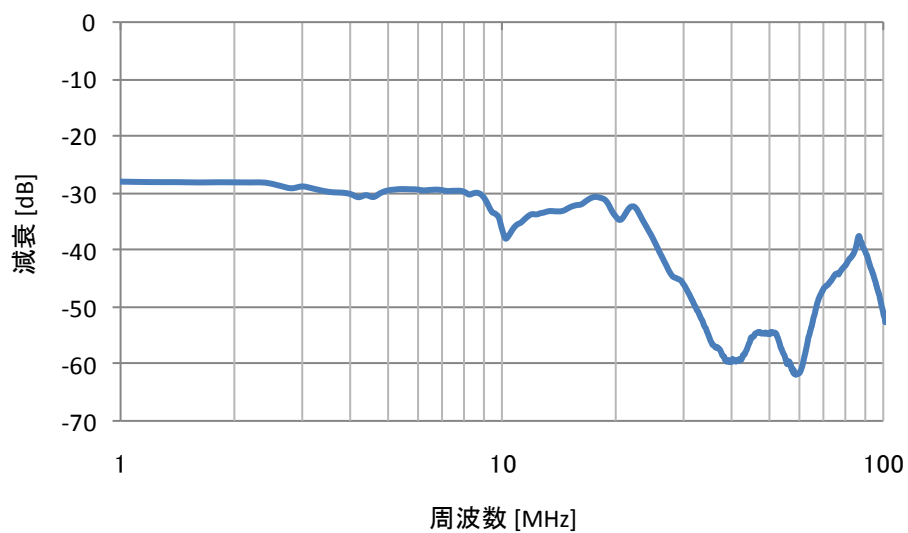



図 5.4　不平衡伝送における人体の伝送特性

測定の結果，不平衡伝送における人体の伝送特性は 1MHz から 9MHz までの帯域および 20MHz 近傍でおよそ 30dB の減衰であることが分かった．これら特性がフラットである帯域を用いて，空気中において人体を伝送媒体とした不平衡伝送を行うことは十分に可能であることが分かった．

また，本研究における人体通信は水中での適用も考慮するため，人体が水中にある場合（入浴，水泳など）の伝送特性を測定した．測定系の概略図を以下に示す．

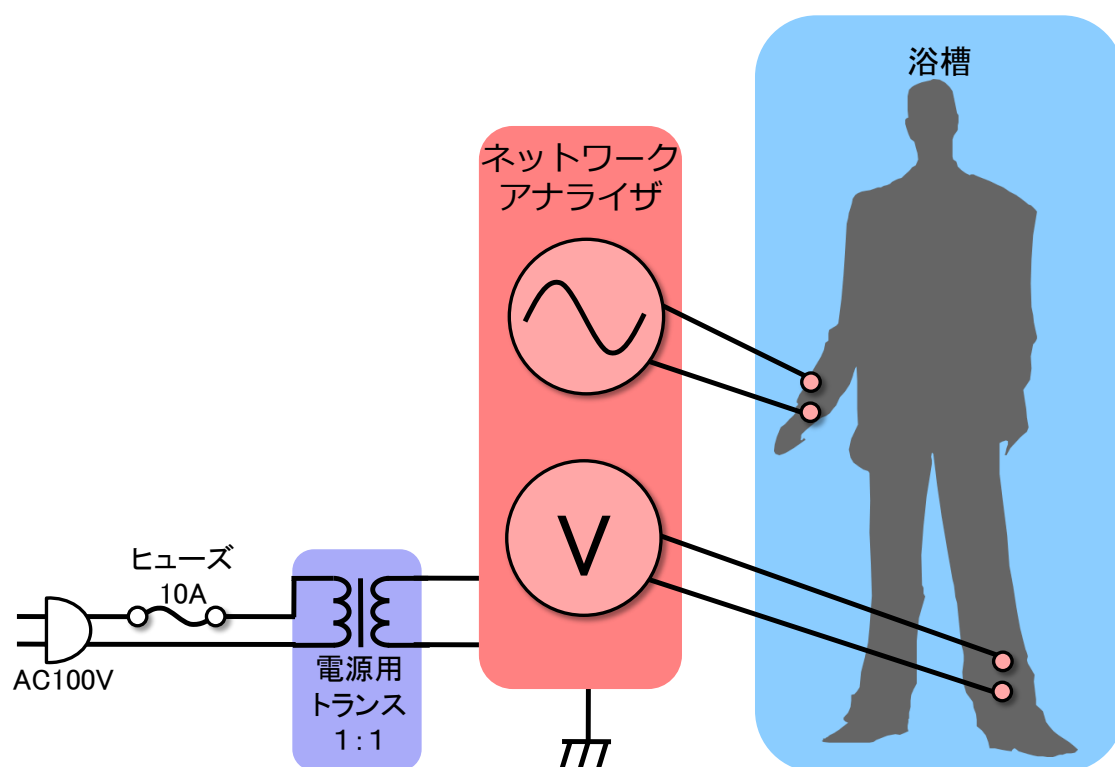



図 5.5　水中での不平衡伝送特性測定系概略図

表 5.2　水中での不平衡伝送特性測定に用いた部品

部品名	品番（規格）	メーカー名
ネットワークアナライザ	MS4630B	Anritsu
ディスポーザブル電極	Vitrode J-150	日本光電工業
電源用トランス	100V　1:1	
ヒューズ	10A	

水中で測定器と人体を接続するため，何らかの要因によって予期せぬ電圧が被験者へかかってしまう可能性がある．そこで，被験者への安全を考慮しネットワークアナライザの電源を電源用トランスでアイソレーションをした．

また，ディスポーザブル電極が水にさらされてしまうと，人体外に伝送パスが形成されてしまい，人体のみの正常な伝送特性が測定できないことが考えられる．そこで，以下に示す防水措置をディスポーザブル電極に施した．

図 5.6　ディスポーザブル電極防水措置

表 5.3　ディスポーザブル電極防水措置に用いた部品

部品名	品番（規格）	メーカー名
ディスポーザブル電極	Vitrode J-150	日本光電工業
防水フィルム	BFR10	ニチバン
コード固定用テープ	スポーツ用 テーピングテープ	
吸水ペーパー	ティッシュペーパー	

図 5.6 のような措置を行うことで，ディスポーザブル電極を水にさらすことなく測定することができた．測定結果を以下に示す．

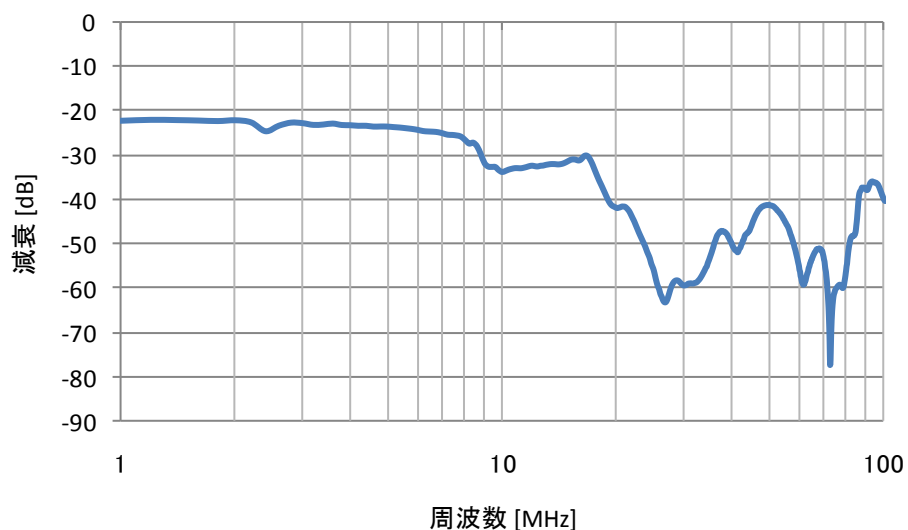



図 5.7　水中での不平衡伝送における人体の伝送特性

図 5.7 の特性と空気中での特性（図 5.4）を比較すると，空気中で 30dB 程度の減衰であった 20MHz 帯が，水中ではおよそ 40dB にまで減衰していることが分かる．また，水中で

の特性は不安定であり，被験者が少し動いただけで特性が大きく変わってしまうことも分かった．したがって，水中においては人体を伝送媒体とした不平衡伝送の確立は困難であることが分かった．

これらの測定では，測定器と人体との接続におけるインピーダンス整合を考慮していなかった．インピーダンス整合を行うことで伝送効率の向上が見込め，特性が改善する可能性がある．そのためには，まず人体のインピーダンスを測定し，最適な伝送特性測定系を設計する必要がある．以下に，反射法による人体のインピーダンス測定について示す[41]．

図 5.8　反射法によるインピーダンス測定

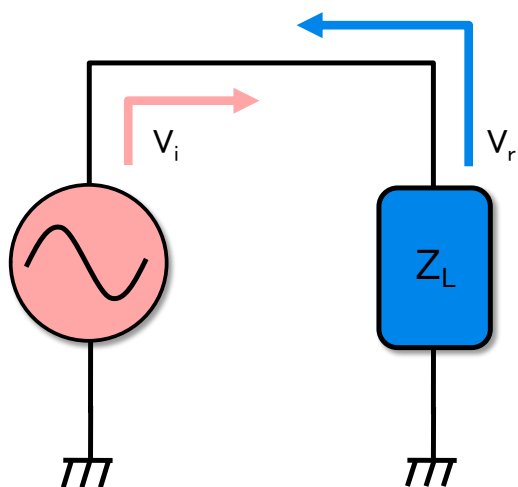



図 5.8 において，Z_L が人体となる．各要素の関係は次式のようになる．

$$Z_L = Z_0 \frac{(1-\rho)}{(1+\rho)}$$

$$\rho = \frac{V_r}{V_i}$$

ここで，V_i : 入射電圧，V_r : 反射電圧，Z_0 : 信号源インピーダンス，Z_L : 負荷インピーダンス，ρ : 反射係数である．Z_0 が既知であれば，V_i と V_r の比から Z_L が求められる．

次に，インピーダンス測定の概略図を示す．

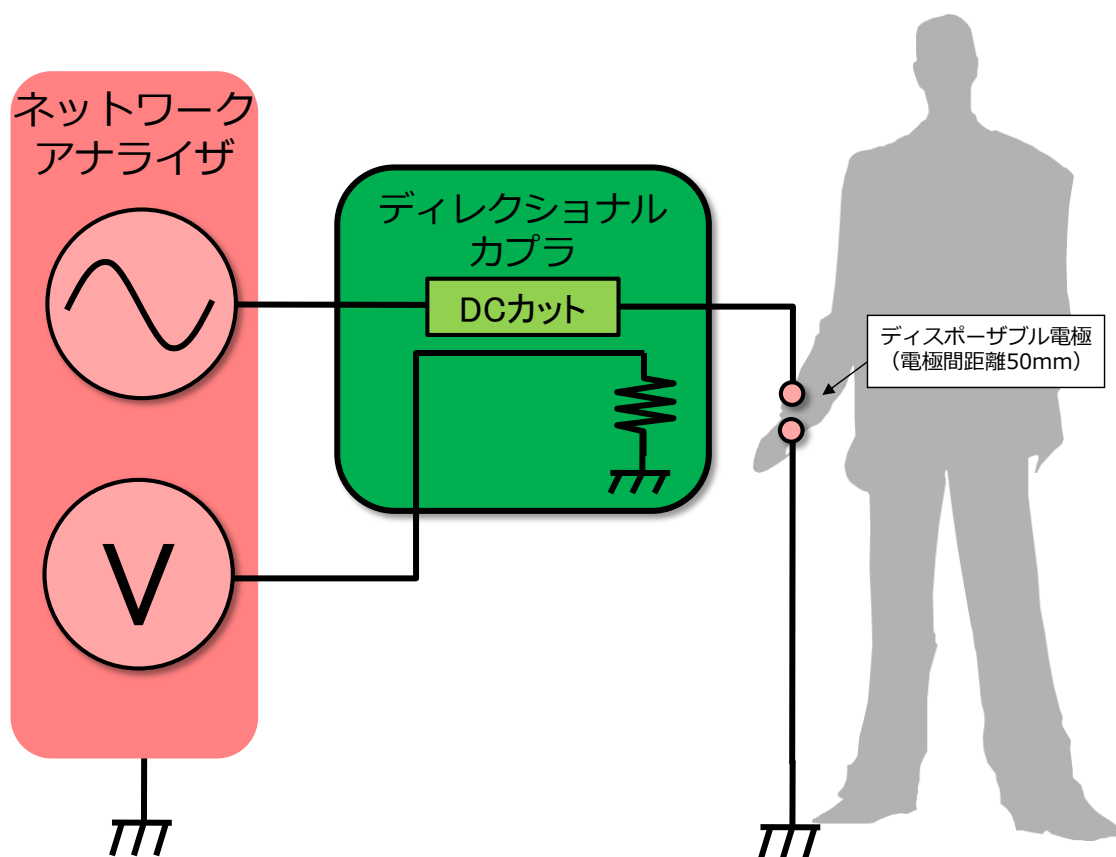



図 5.9　インピーダンス測定の概略図

表 5.4　インピーダンス測定に使用した部品

部品名	品番（規格）	メーカー名
ネットワークアナライザ	MS4630B	Anritsu
ディスポーザブル電極	Vitrode D-90	日本光電工業
ディレクショナルカプラ	ZFDC-20-3	Mini-Circuits

ディスポーザブル電極を手首に接続し，電極間距離を 50mm として測定した．測定の結果を以下に示す．

表 5.5　各周波数における人体のインピーダンス

周波数［MHz］	インピーダンス［Ω］
1	238+j21.6
2	227-j30.7
3	190-j17.5
5	183-j29.0
10	189-j29.4
20	157-j22.3
30	142-j21.0

この結果より，人体のインピーダンスは 50Ω より大きく，通常の 50Ω 系の測定ではインピーダンス不整合により損失が出ることが分かった．

そこで，Balun を用いることでインピーダンス整合を行うことを考えた．Balun を用いた測定系の概略図を以下に示す．

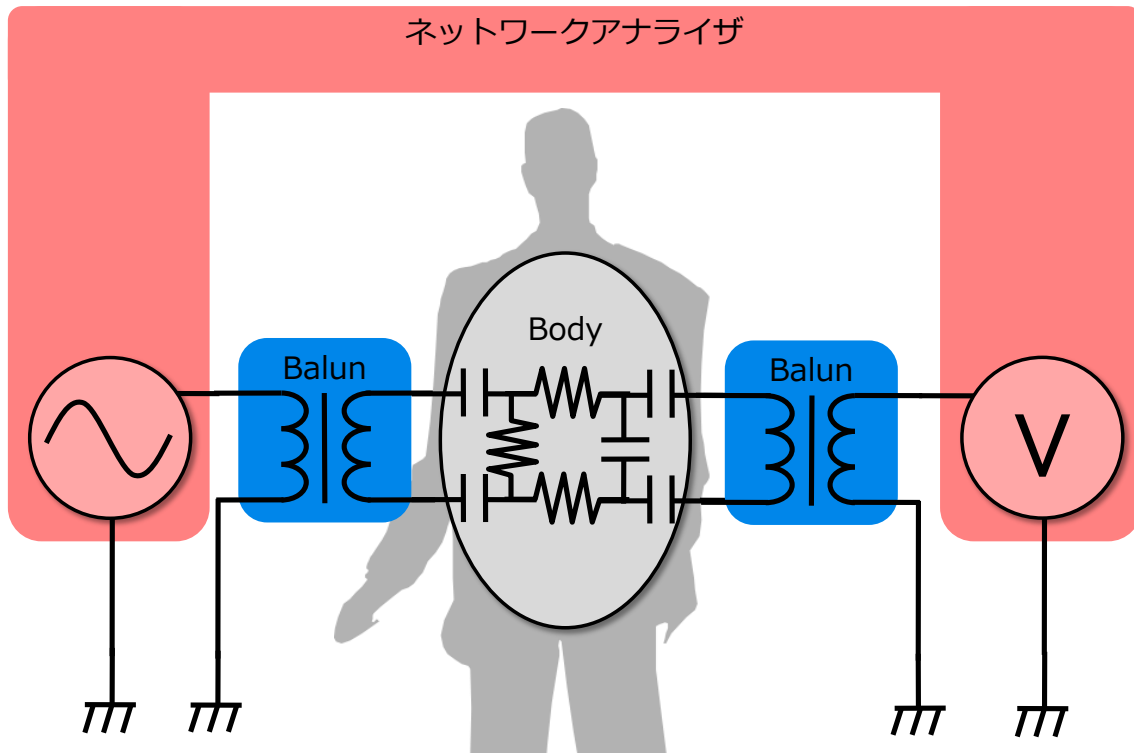



図 5.10　Balun を挿入した測定系の概略図

表 5.6　Balun を挿入した測定系の部品構成

部品名	品番（規格）	メーカー名
ネットワークアナライザ	MS4630B	Anritsu
ディスポーザブル電極	Vitrode D-90	日本光電工業
Balun	ポリウレタン被覆線とフェライトコアによる試作	

Balun を設計するにあたり，1MHz から 50MHz までの帯域で特性が比較的フラットであるコア材を用いて特性インピーダンス 50Ω にて試作[42]し，特性を評価した．

以下に試作した Balun について示す．

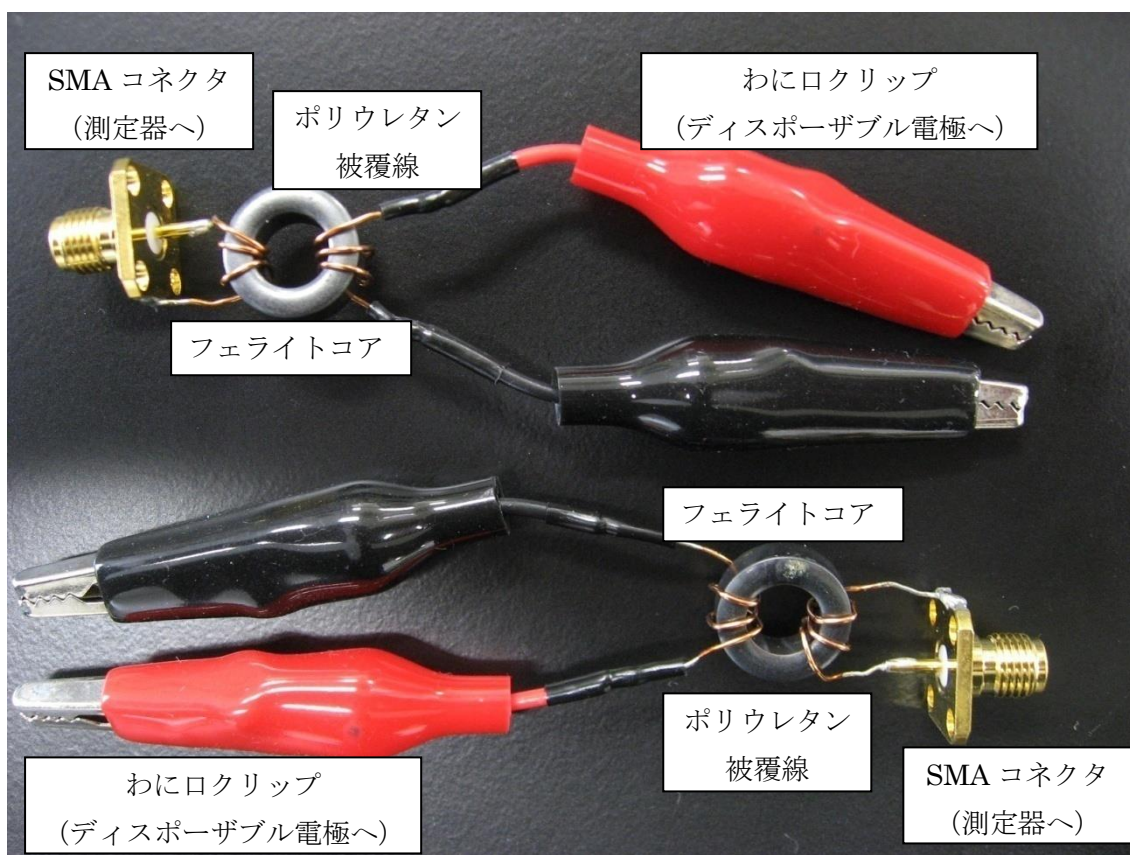



図 5.11　試作 Balun

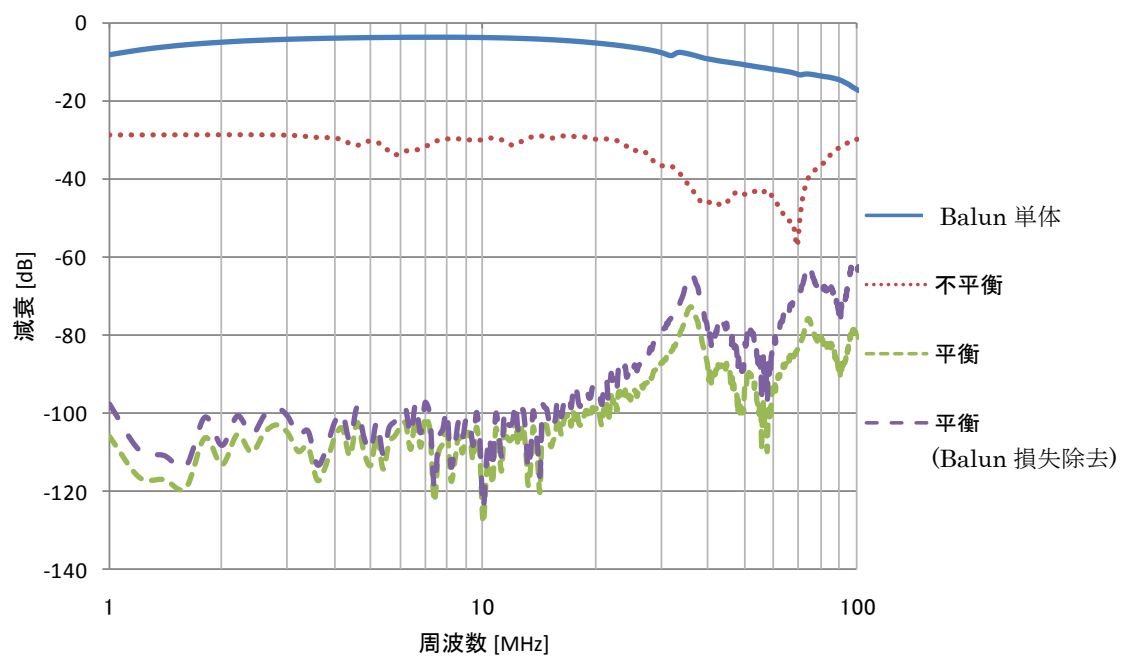



図 5.12　Balun の特性評価

表 5.7　Balun の構成部品

部品名	品番（規格）
コア材	フェライトコア　FT50-43
巻線	0.5mmφ ポリウレタン被覆

Balun を挿入することで低域の減衰が顕著に大きくなってしまった．Balun は構造上低域の信号は伝達しにくいが，試作した Balun では 1MHz から 20MHz の帯域で減衰が 100dB 程度となってしまい，実験系としては不向きである．これは Balun の巻数が 3 ターンと少ないため低域の信号のほとんどが遮断されてしまった可能性もあるが，人体は差動信号を入力した場合，低域遮断特性すなわちハイパスフィルタ特性を示す可能性があることを示唆している．

また，人体のインピーダンスが測定系のインピーダンス（50Ω）より大きいことから，インピーダンス不整合により特に受信側において信号取り出し時に損失が発生していることが考えられる．そこで，人体の出力側，すなわち受信側に差動アンプを挿入することにより受信側の入力インピーダンスを大きくし，信号取り出し環境の改善を図った．

差動アンプを挿入した測定系の概略図を以下に示す．

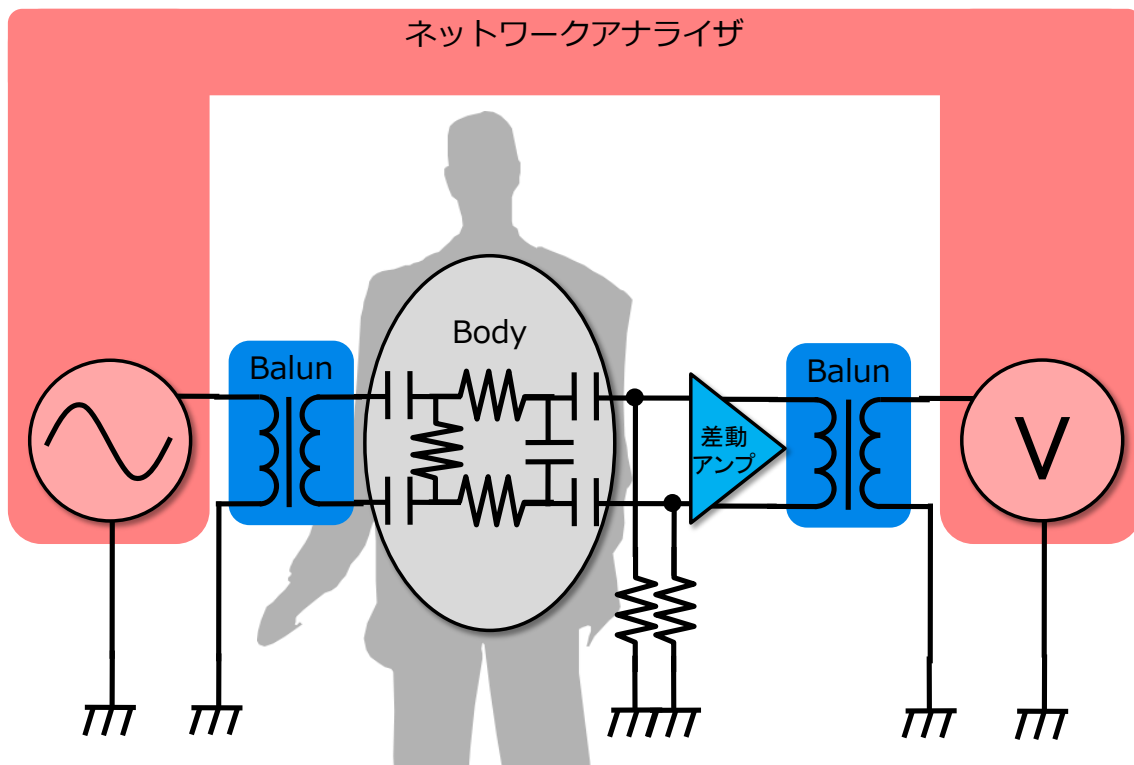



図 5.13　差動アンプを挿入した測定系の概略図

表 5.8　差動アンプを挿入した測定系の部品構成

部品名	品番（規格）	メーカー名
ネットワークアナライザ	MS4630B	Anritsu
ディスポーザブル電極	Vitrode D-90	日本光電工業
Balun	FTB-1-6*A15+ 0.01MHz～125MHz	Mini-Circuits
差動アンプ	LMH6552	National Semiconductor

図 5.13 の測定系にて測定した伝送特性を次に示す.

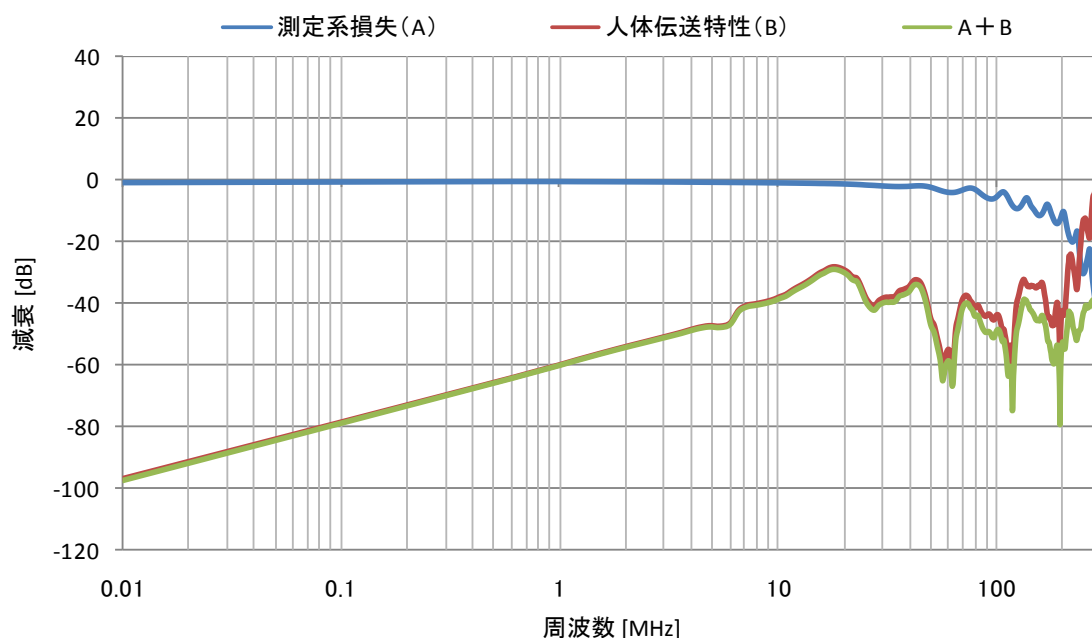



図 5.14　差動アンプを挿入した測定系によって得られた伝送特性

差動アンプを挿入することで受信側の入力インピーダンスは理想的なものとなり，信号の取り出し環境は改善された．しかし，先にも述べた通り，Balun によって差動信号を入力した人体は図 5.4 で示したようなローパスフィルタ特性とは異なり，ハイパスフィルタ特性を示している．

このように，Balun を挿入しない状態（不平衡状態）と Balun を挿入した状態（平衡状態）では，人体の伝送特性に大きな変化があることが分かった．

ディジタル通信に用いる伝送媒体を設計する上では，符号間干渉を抑えるため波形等化に加えて帯域制限を行う必要がある．本項では，図 5.4 で示した不平衡伝送における人体の伝送特性を例に取り，イコライゼーションによる波形等化およびコサインロールオフ等

化のシミュレーションを行う．

図 5.4 より人体はおよそ 20MHz を境にして減衰が急峻に大きくなっていることが分かる．また，40MHz 以上の高周波帯域は特性が安定しなかったため，等価回路を推定する上では考慮しないものとした．この特性をカットオフ周波数 23MHz のローパスフィルタ（LPF）であると見なし，第一種チェビシェフフィルタをモデルとする．以下に第一種チェビシェフ特性フィルタを示す．

第一種チェビシェフ特性

$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2 T_n^2(\frac{\omega}{\omega_0})}}$$

2 次～5 次チェビシェフ多項式

$$T_2(x) = 2x^2 - 1$$
$$T_3(x) = 4x^3 - 3x$$
$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$$
$$T_5(x) = 16x^5 - 20x^3 + 5x$$

ただし，ε ：リプル係数，ω_0 : カットオフ周波数，T_n : n 次チェビシェフ多項式である．

次に，2 次から 5 次の第一種チェビシェフフィルタと図 5.4 で示した伝送特性の比較を示す．

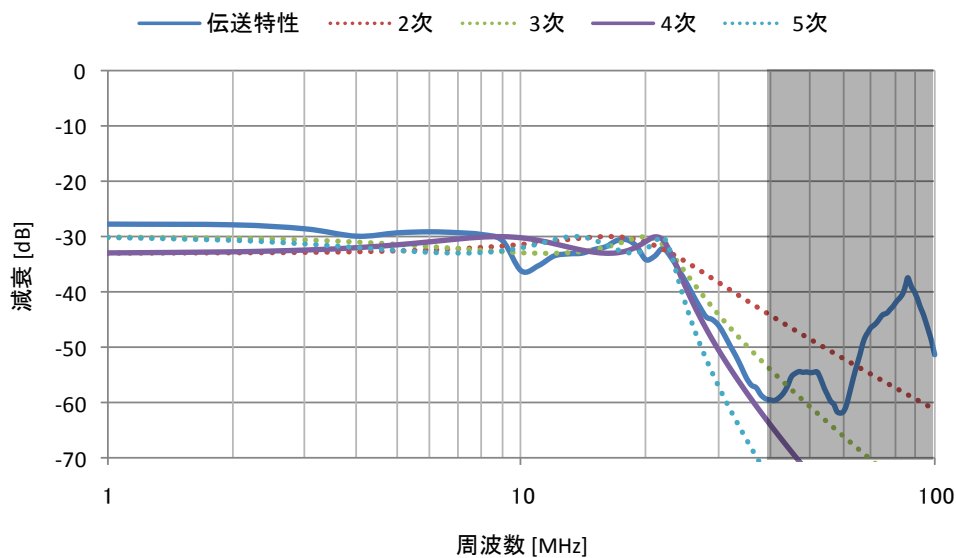



図 5.15　第一種チェビシェフフィルタとの比較

図 5.15 より，不平衡伝送による人体の伝送特性は，4 次の第一種チェビシェフ特性のローパスフィルタと見なすことができる．したがって，人体の伝送特性に 4 次の第一種チェビシェフ特性のハイブーストフィルタをかけることによって波形等化を実現する．

以下に人体の伝送特性，ハイブーストフィルタ特性およびフィルタリング後の特性を示す．

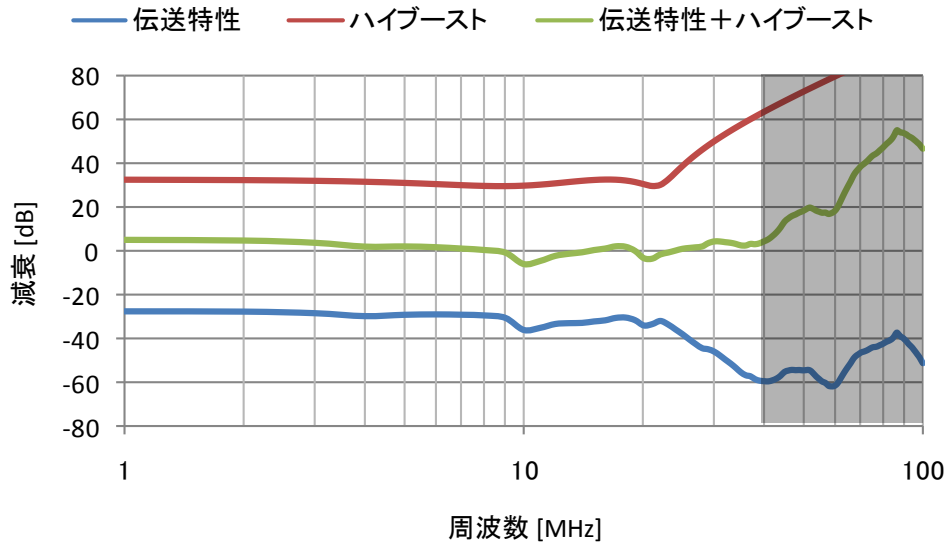



図 5.16　ハイブーストフィルタによる波形等化

図 5.16 より，4 次の第一種チェビシェフ特性ハイブーストフィルタによって 1MHz から 40MHz までの特性がほぼフラットとなったことが分かる．さらに，本項の冒頭で述べた通り，ディジタル通信においては符号間干渉の低減が重要となるため，コサインロールオフフィルタを用いた帯域制限を行う．以下にコサインロールオフフィルタの伝達特性[43]を示す．

$$G(\omega) = \begin{cases} 1 & (0 \leq |\omega| \leq \frac{\pi(1-a)}{T_B}) \\ \frac{1}{2}(1 - \sin(\frac{T_B}{2a}(|\omega| - \frac{\pi}{T_B}))) & (\frac{\pi(1-a)}{T_B} < |\omega| < \frac{\pi(1+a)}{T_B}) \\ 0 & (|\omega| \geq \frac{\pi(1+a)}{T_B}) \end{cases}$$

次に，図 5.16 で示した特性にコサインロールオフフィルタを適用した結果を以下に示す．

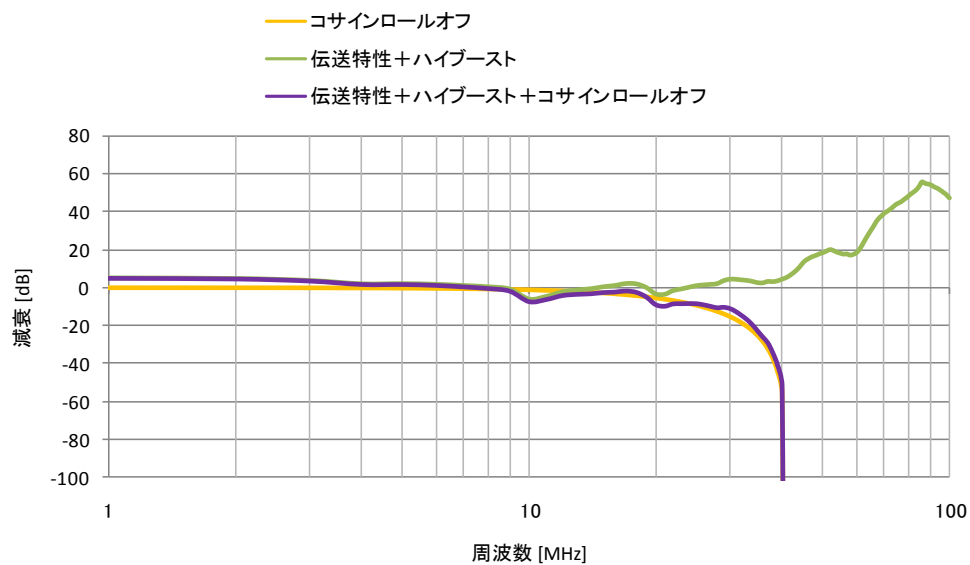



図 5.17　コサインロールオフによる帯域制限

図 5.17 で示した特性（紫色の線）が，人体，イコライザ，コサインロールオフの全ての特性を掛け合せた総合伝達関数が示す特性である．

次に，上記特性に 40Mb/s のパルスを入力した場合の応答波形をシミュレーションする．以下に，40Mb/s のパルス波形およびスペクトルを示す．

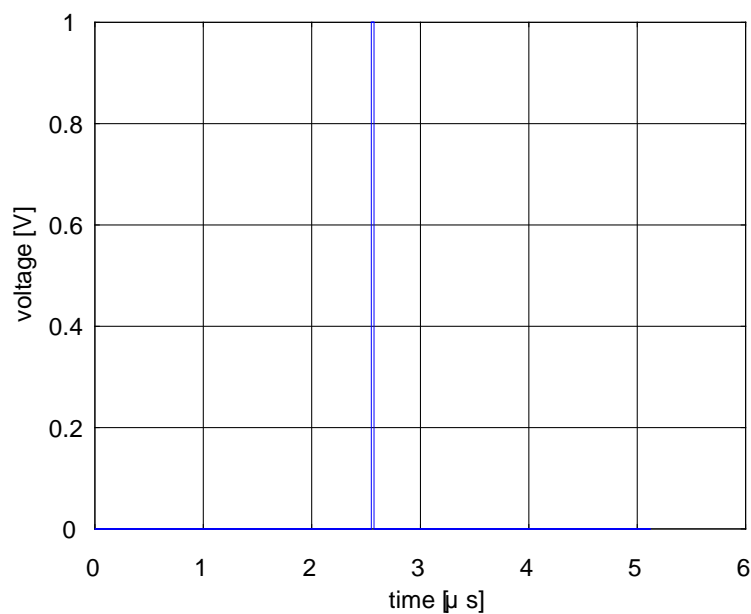



図 5.18　40Mb/s パルス波形

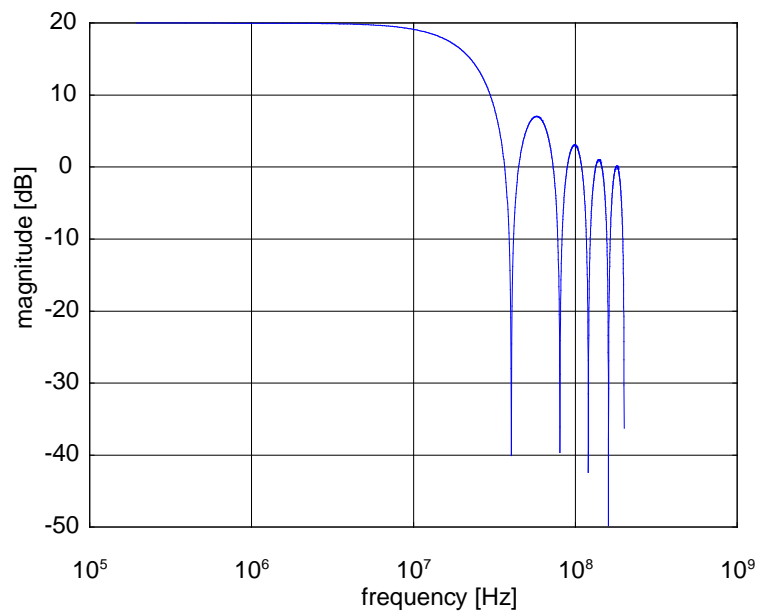



図 5.19　40Mb/s パルスのスペクトル

図 5.19 のスペクトルと総合伝達関数が示す特性を掛け合せることで，パルス応答を得ることができる．

次に，総合伝達関数が示す特性およびパルス応答のスペクトルを示す．

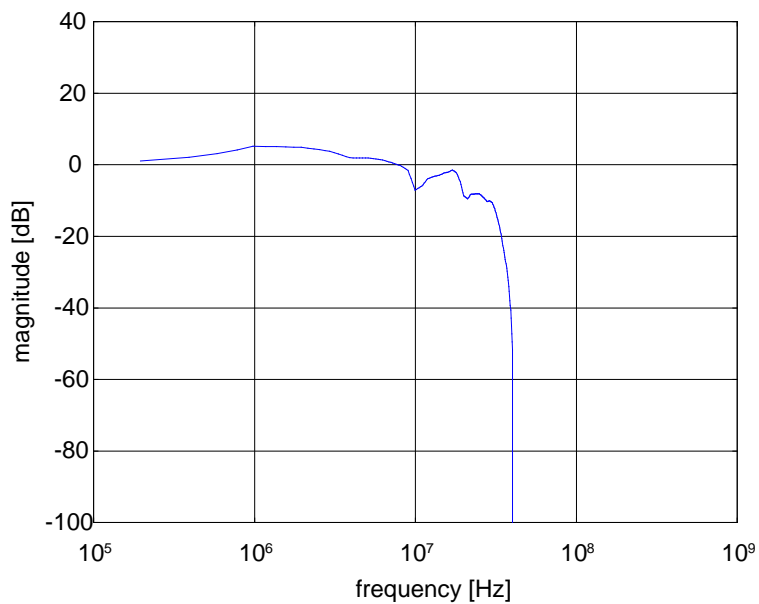



図 5.20　総合伝達関数の特性

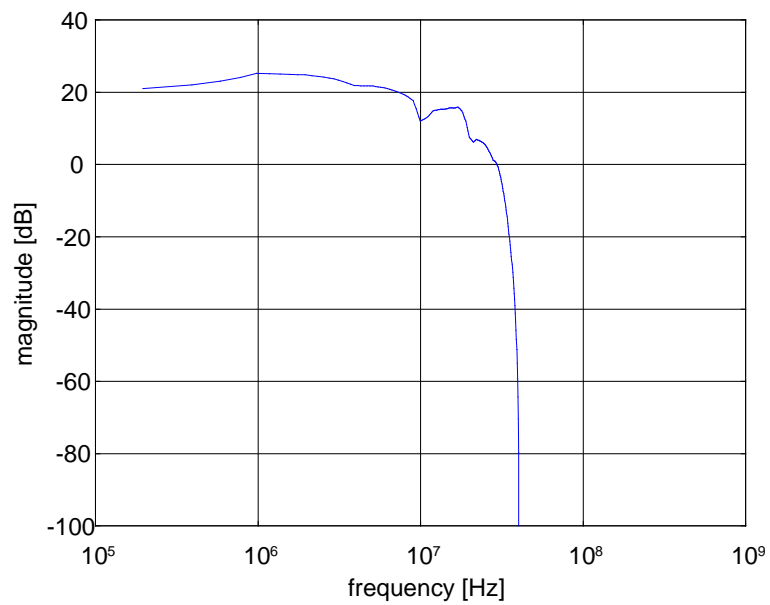



図 5.21　パルス応答のスペクトル

図 5.21 のスペクトルを逆フーリエ変換した波形がパルス応答の波形である．以下にパルス応答の波形を示す．

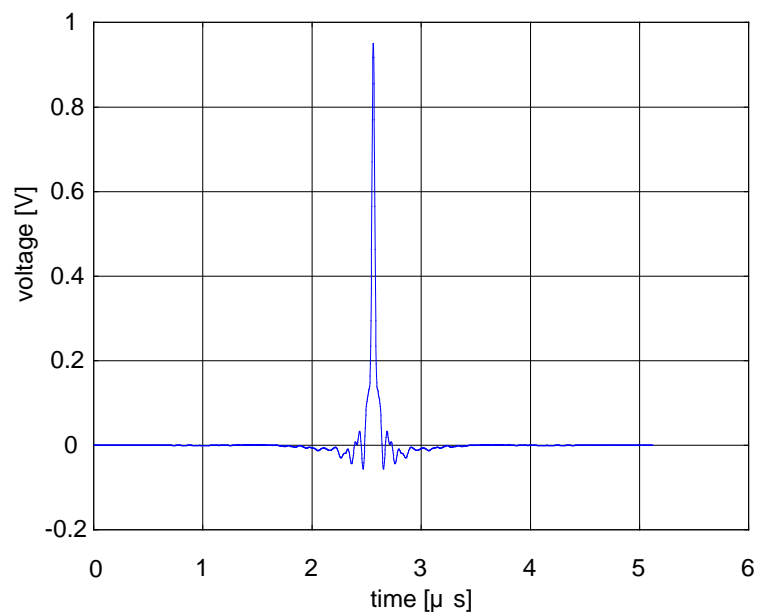



図 5.22　総合伝達関数のパルス応答波形

次に，図 5.22 のパルス応答波形を理想コサインロールオフ等化のパルス応答と比較する．

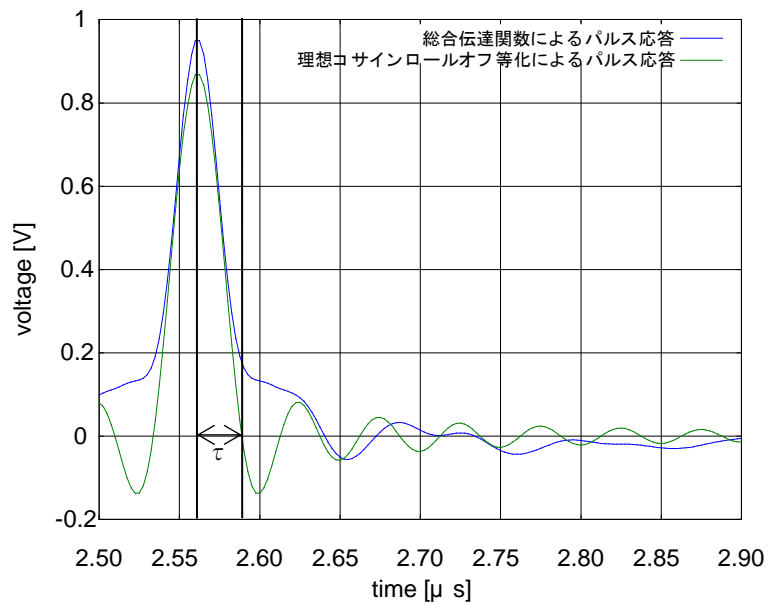



図 5.23　総合伝達関数によるパルス応答と
理想コサインロールオフ等化によるパルス応答の比較

図 5.23 に緑色の線で示した理想コサインロールオフ等化によるパルス応答は，周期 τ ごとに電圧が 0[V]となる性質がある．すなわち，他の等化パルスの識別時点において符号間干渉が発生しないこととなる．一方，本実験で導出した総合伝達関数によるパルス応答では，周期 τ ごとに電圧が 0[V]となる性質は認められない．したがって，現状の総合伝達関数では他の等化パルスの識別時点において符号間干渉が生じることが予想される．これは図 5.20 において，10MHz 付近の特性を補完しきれず滑らかな特性が得られなかったことが原因と考えられる．しかし，図 5.23 より符号間干渉はパルスの振幅と比べて小さいものであり，現在の状態でディジタル通信を行うことは十分に可能であると考えられる．

1.2 人体を伝送媒体とした平衡伝送

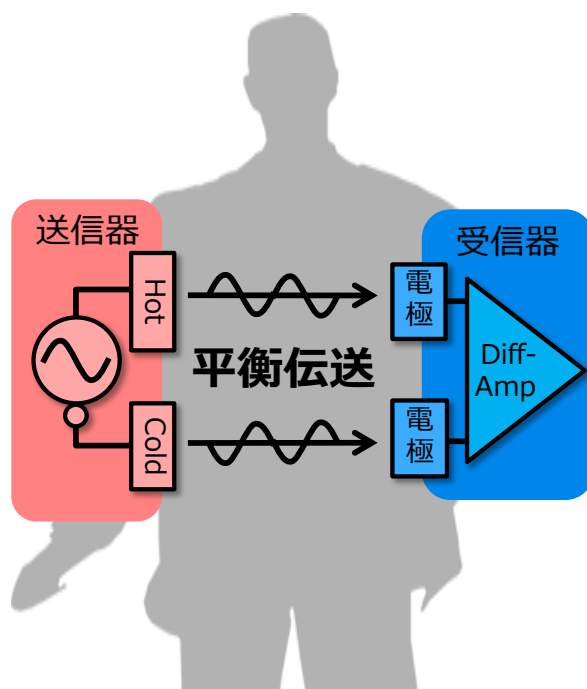



図 5.24　平衡型人体通信概略図

図 5.24 は人体を伝送媒体とした平衡伝送の概略図である．先に示した不平衡型人体通信は人体を 1 本の信号線として用いているのに対し，平衡型人体通信では人体を 2 本の信号線として用いる．送信器側の Hot 電極および Cold 電極から互いに反転した信号を送信し，受信器側でこれら 2 つの信号の差分を取る．これにより外来ノイズの影響を受け易いと考えられる人体においても，コモンモードノイズを抑えることが可能である．

また，GND（大地）との静電結合に依存しないため，水中でも通信が可能である．さらに，高周波を用いる無線通信と比べて回路構成がシンプルになり，小型化も容易である．

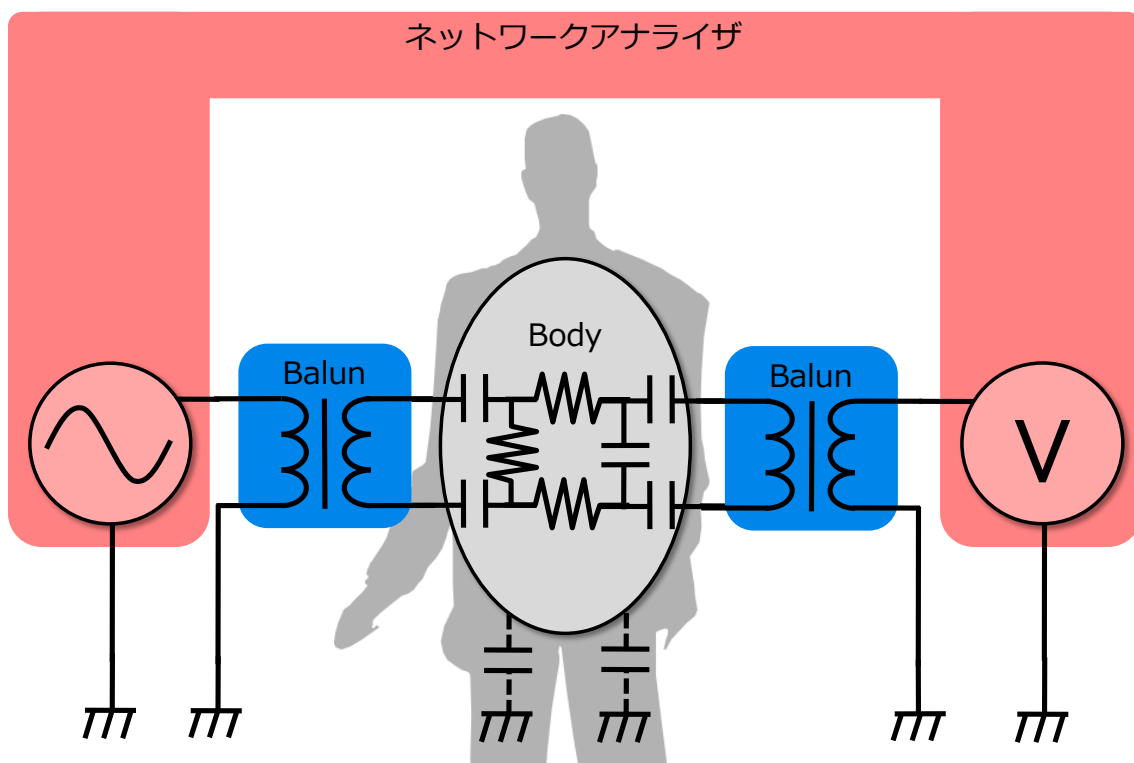



図 5.25　Balun を利用した平衡伝送特性測定系

一般に，平衡伝送特性を測定する場合，図 5.25 のように Balun を用いた方法で測定することが多い．本研究においても当初は Balun を用いた測定を行っていたが，図 5.25 のようにネットワークアナライザが GND（大地）と接続されているため，人体と GND（大地）が静電結合した閉ループでの測定結果となってしまい上記の方法では真の人体平衡伝送特性を測定することはできなかった．

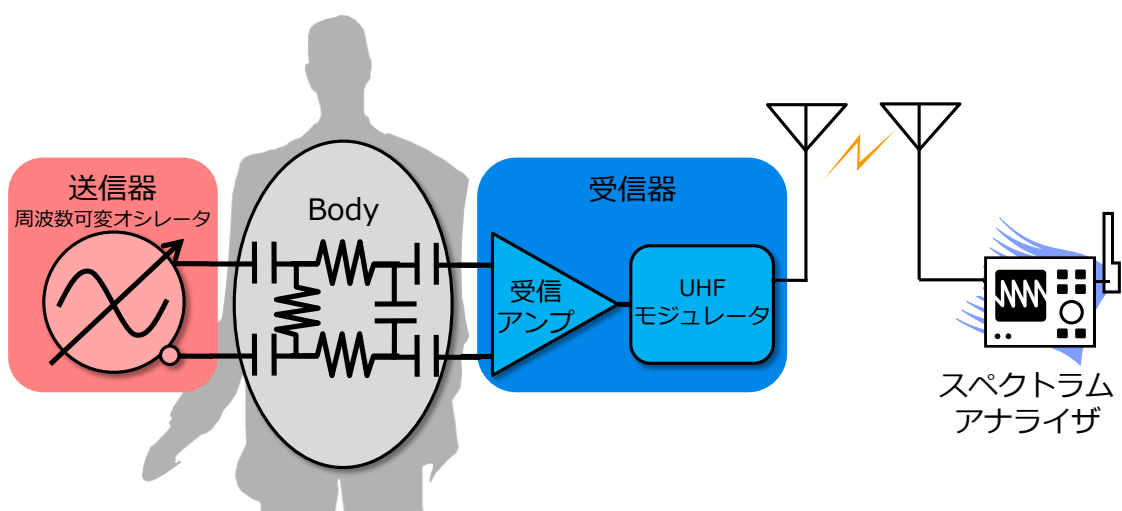



図 5.26　平衡伝送測定系の概略図

そこで，平衡伝送における真の人体伝送特性を測定するため，図 5.26 のような測定系を

設計した．それぞれ独立に電池駆動する送信器と受信器を用い，受信器およびスペクトラムアナライザの接続には UHF 帯無線を用いたものである．平衡伝送の実用装置は図 5.26 に示す送信器および受信器からなるため，本測定系によって実用の伝送特性をより正確に測定することができる．

以下に実験工程の流れを示す．

１．送信器から差動正弦波を人体に印加

２．人体通過後の信号を受信アンプにて受信し 20dB の増幅

３．受信した信号を UHF モジュレータにて振幅変調し UHF 帯無線にて送信

４．UHF 帯無線をアンテナで受信し UHF 帯アンプにて増幅

５．増幅した UHF 帯信号をスペクトラムアナライザで観測

上記の工程を送信器の差動正弦波の周波数を 0.1Hz から 20MHz まで変化させながら行う．すなわち，電池駆動により GND（大地）から完全に切り離されたネットワークアナライザのような動作であり，これにより周波数特性を測定する．また，送信器の出力段および受信器の入力段にはオペアンプを挿入しているため，出力インピーダンスおよび入力インピーダンスは理想的なものとなっている．

本実験で使用した UHF モジュレータは，モジュレータへの入力信号で 591.23MHz の搬送波を振幅変調するものである．したがって，入力信号は周波数に応じて搬送波周波数近傍に側波帯として現れる．その理論を以下に示す．

$$V_c = V_{cm} \sin 2\pi f_c t$$
$$V_s = V_{sm} \cos 2\pi f_s t$$

V_c : 搬送波，V_{cm} : 搬送波最大値，f_c : 搬送波周波数，V_s : 信号波， V_{sm} : 信号波最大値，f_s : 信号波周波数とするとき，振幅変調波は以下のようになる．

$$\begin{aligned} V_{AM} &= (V_s + V_{cm}) \sin 2\pi f_c t \\ &= (V_{sm} \cos 2\pi f_s t) \sin 2\pi f_c t \\ &= V_{cm} \sin 2\pi f_c t + \frac{V_{sm}}{2} \sin 2\pi (f_c - f_s) t + \frac{V_{sm}}{2} \sin 2\pi (f_c + f_s) t \end{aligned}$$

V_{am} : 振幅変調波，(f_c-f_s) : 下側波帯，(f_c+f_s) : 上側波帯である．このように，搬送波周波数近傍を測定すれば，入力信号のスペクトルを取得することができる．本実験では，上側

波帯のみを測定した．

以下に，構築した実験系の全体写真を示す．

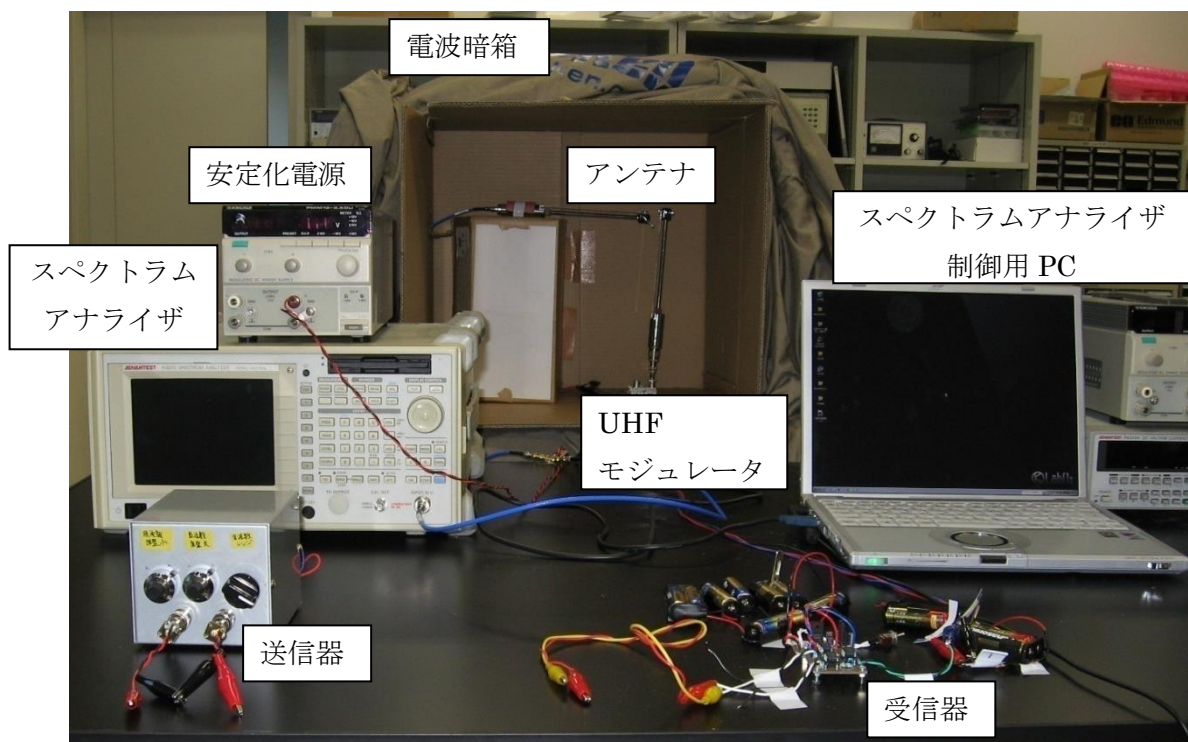



図 5.27　実験系の全体写真

以下に，送信器の写真，回路図および部品構成を示す．

図 5.28　送信器

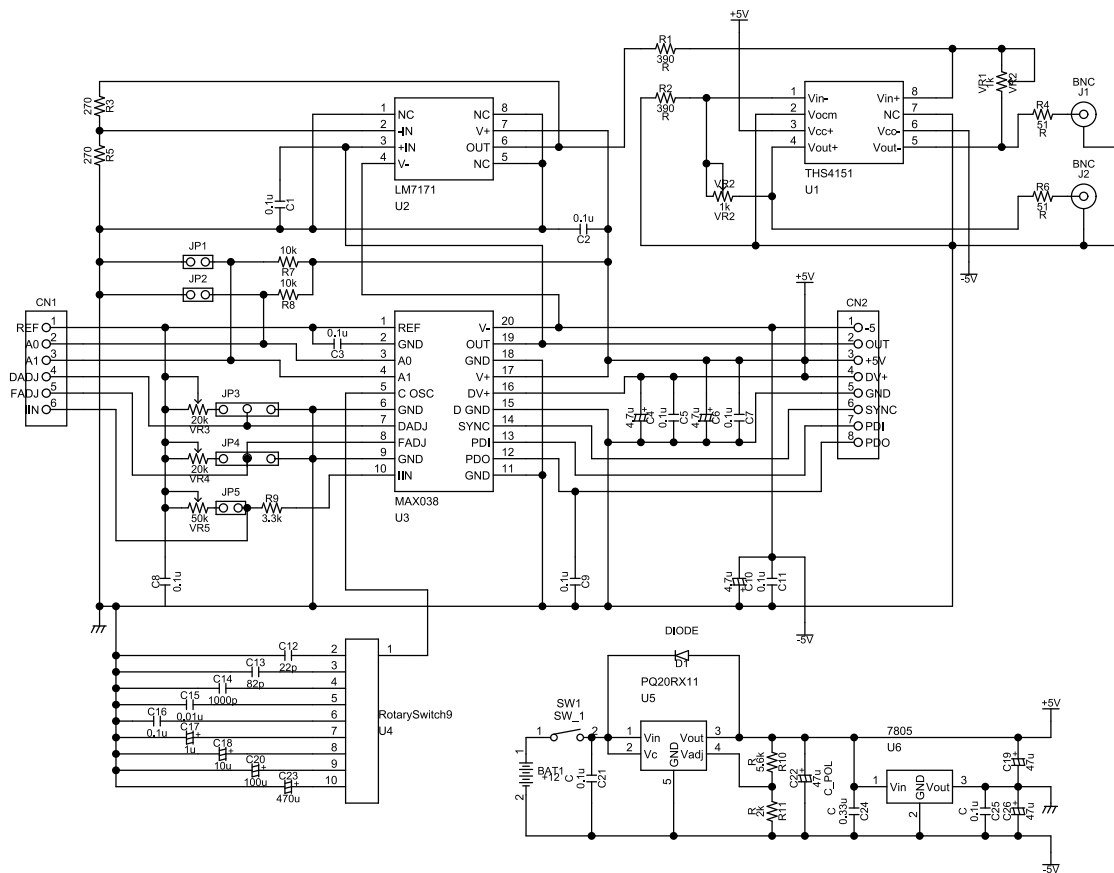



図 5.29 送信器の回路図

表 5.9 送信器の部品構成

部品名	品番（規格）	メーカー名
信号発生器	MAX038	MAXIM
高速広域オペアンプ	LM7171	National Semiconductor
差動アンプ	THS4151	Texas Instruments
可変出力電源用 IC	PQ20RX11	SHARP
+5V 電源用 IC	NJM7805	新日本無線
BNC コネクタ	シャーシ取り付け用×2	
ロータリースイッチ	9 点切り替え	
スイッチ	シャーシ取り付け用トグル	
電解コンデンサ	100μF, 10μF, 1μF 4.7μF×3, 470μF, 47μF	
セラミックコンデンサ	0.01μF, 0.1μF×11 0.33μF, 1nF, 82pF, 22pF	
可変抵抗	50kΩ, 20kΩ, 1kΩ	

抵抗	10kΩ×2, 5.6kΩ 3.3kΩ, 2kΩ, 390Ω×2 270Ω×2, 51Ω×2	
ダイオード	小信号用	
電池	1.5V 単三電池×8	

以下に受信器に搭載した受信アンプの写真，回路図および部品構成を示す.

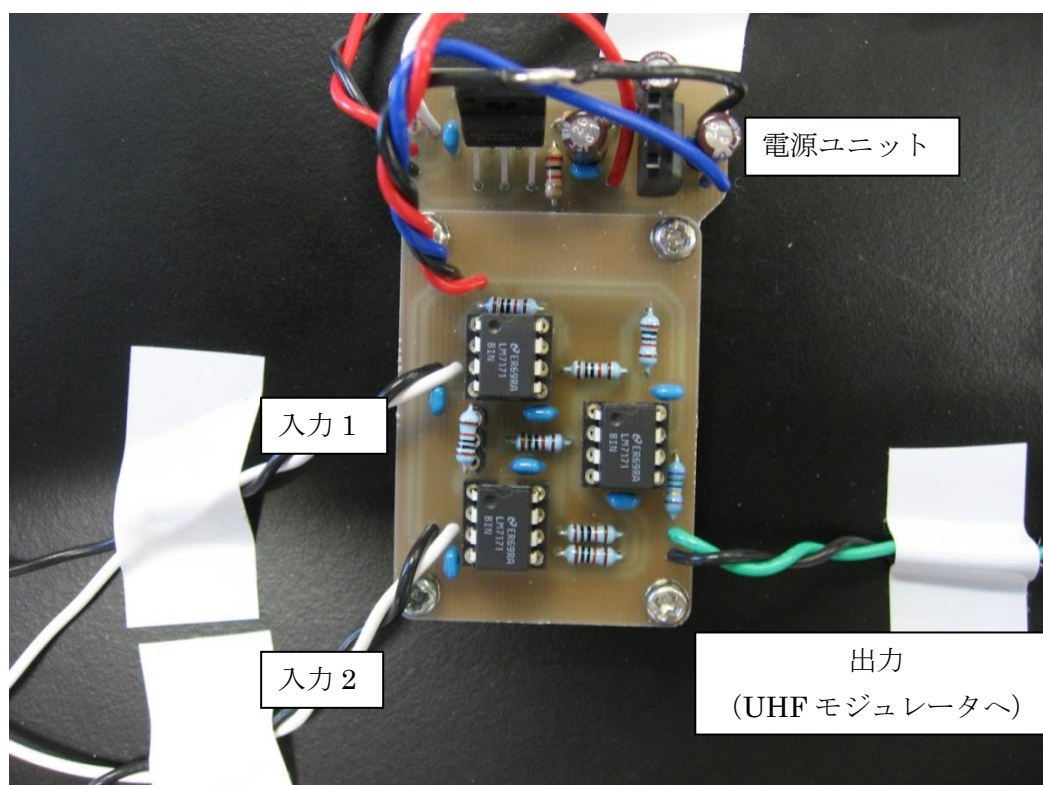



図 5.30　受信アンプ

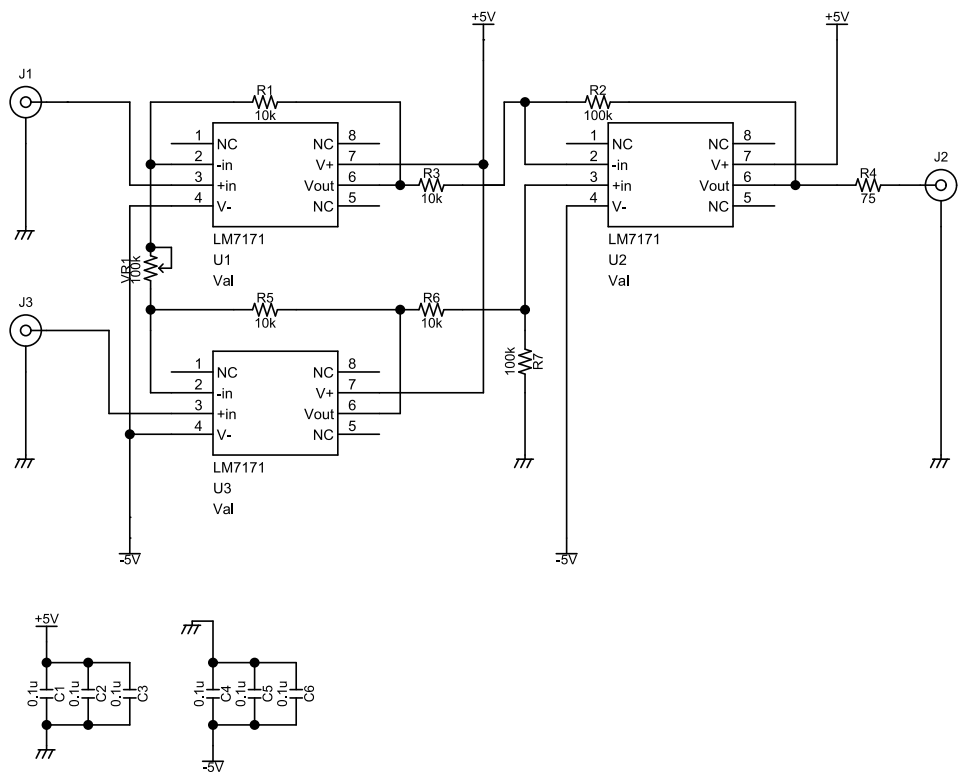



図 5.31　受信アンプの回路図

表 5.10　受信アンプの部品構成

部品名	品番（規格）	メーカー名
高速広域オペアンプ	LM7171×3	National Semiconductor
セラミックコンデンサ	0.1μF×6	
可変抵抗	100kΩ	
抵抗	100kΩ×2，10kΩ×4，75Ω	

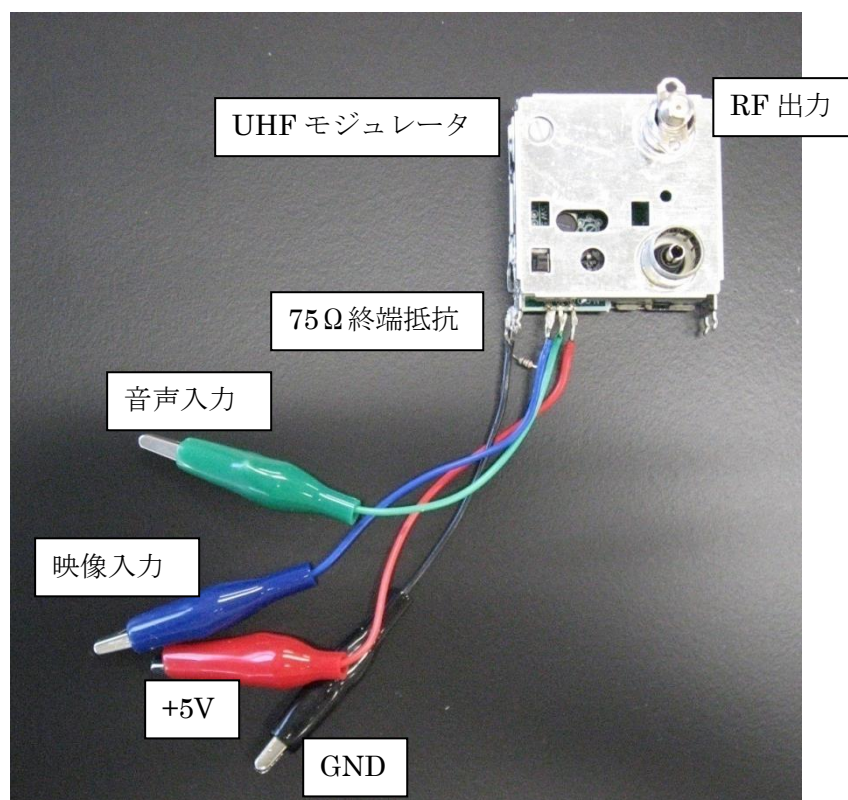



図 5.32　UHF モジュレータ

UHF モジュレータの仕様を以下に示す.

表 5.11　UHF モジュレータ仕様

パラメータ	値	単位
電源電圧	5	V (DC)
消費電流	50	mA
映像信号搬送波	591.25	MHz
音声信号搬送波	595.75	MHz

一般的なビデオデッキなどに使われていた UHF モジュレータである．本実験では，図 5.32 中の映像信号入力を用い，音声信号入力は使用しない．ここで，上表より音声信号搬送波が映像信号搬送波の近くにあることが分かる．本実験では振幅変調された映像信号搬送波の側波帯を用いて伝送特性を測定するため，音声信号搬送波の存在が測定において障害となると考えられる．

以下に UHF モジュレータの周波数特性を示す.

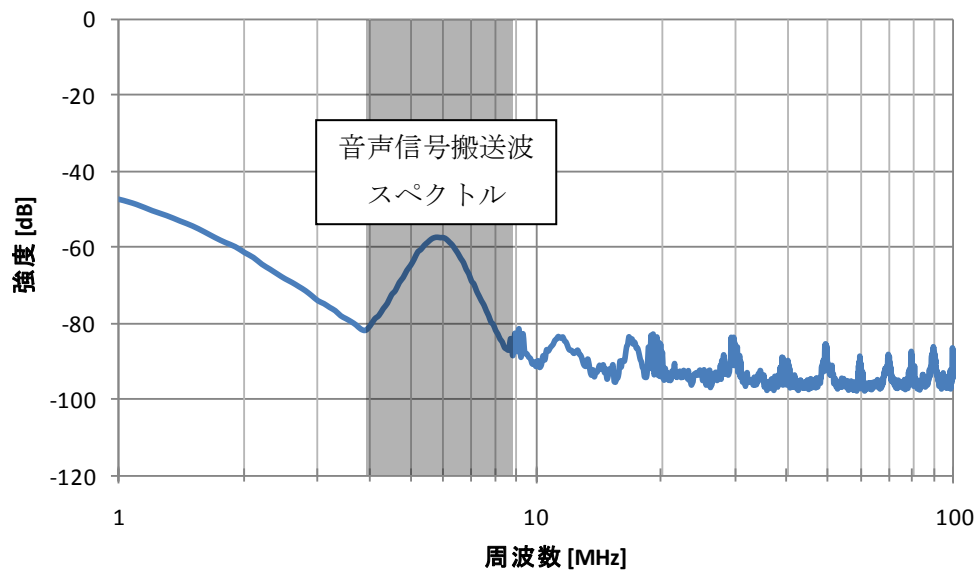



図 5.33　音声信号搬送波スペクトルによる障害

図 5.33 より，4MHz から 8MHz までの帯域において音声信号搬送波による影響が出ている．先述のように，本実験では映像信号搬送波のみを用いるため，音声信号搬送波は除去する必要がある．そこで，UHF モジュレータ内の音声信号搬送波発振器に接続されている共振回路のキャパシタンスを変更することで，共振周波数を現在の帯域から移動させることを試みた．

UHF モジュレータには SONY 製 UHF-Band RF Modulator CXA1733M が内蔵されている．CXA1733M および周辺の回路図を以下に示す．

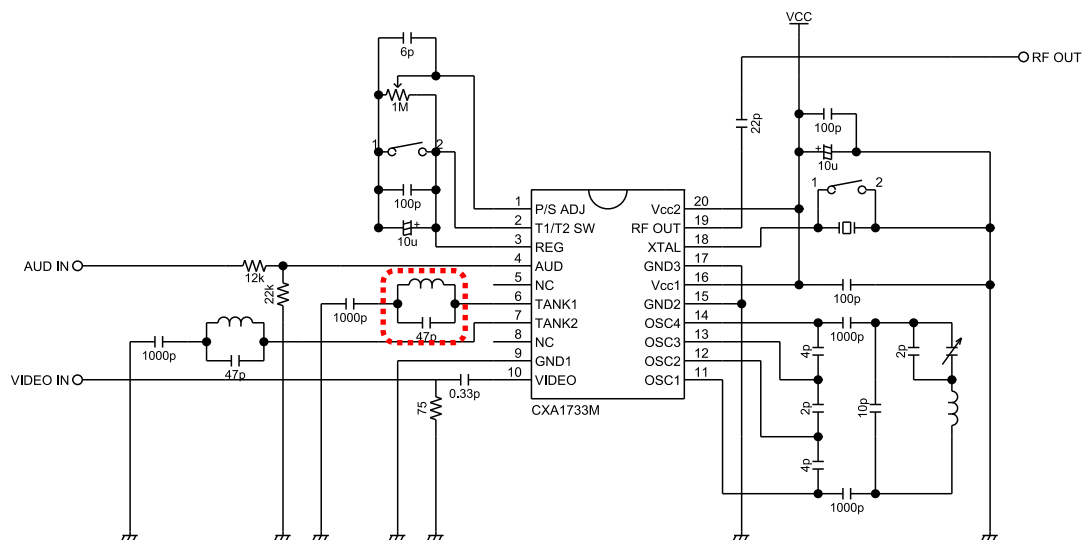



図 5.34　CXA1733M および周辺の回路図

図 5.34 において，赤い破線で囲った LC 共振回路によって音声信号搬送波の周波数が決

定されている．このLC共振回路のC，すなわちキャパシタンスを変更することで音声信号搬送波を現状の帯域から移動させる．LC共振回路の共振周波数は次のようになる．

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

ω：角周波数，L：インダクタンス，C：キャパシタンス

現状でのコンデンサのキャパシタンスは47pFとなっており，共振周波数5.5MHzに設定されている．このコンデンサをより小さなキャパシタンスのものに変更することで，音声信号搬送波周波数を伝送特性測定で用いる帯域（1MHz～20MHz）より高い周波数帯域に移動させることが可能である．今回は1pFのコンデンサに変更した．これにより，共振周波数は√47倍され38MHz付近に移動すると考えられる．

以下に，音声信号搬送波スペクトル除去後のUHFモジュレータ特性を示す．

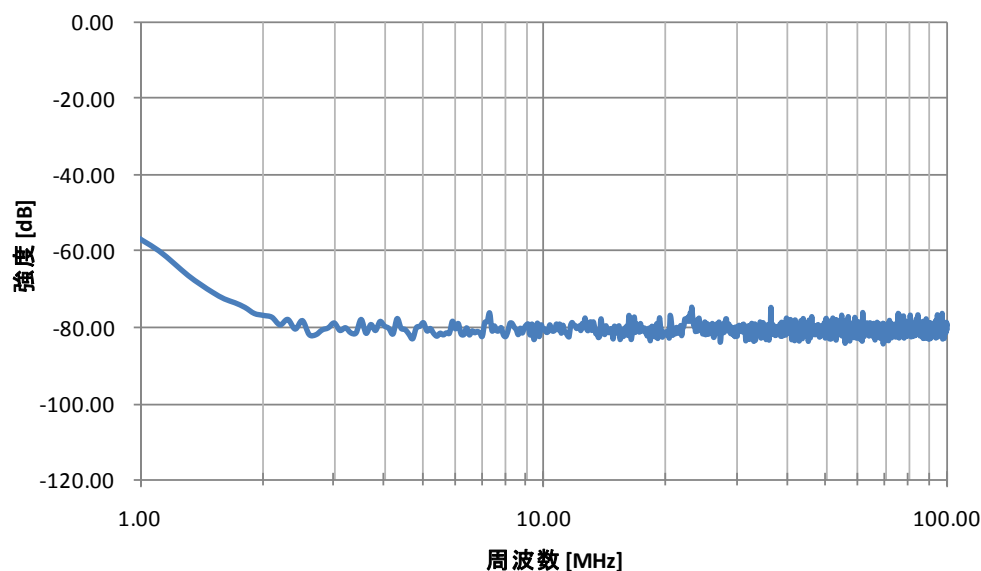



図 5.35　音声信号搬送波スペクトル除去後

図 5.35 より，図 5.33 で存在していた音声信号搬送波スペクトルが除去されていることが分かる．また，音声信号搬送波スペクトルは 38MHz 付近に移動すると思われたが，図 5.35 では確認できなかった．これは，共振周波数が高くなったことでスペクトルの強度が下がり，ノイズレベルに埋れた結果になったためであると考えられる．

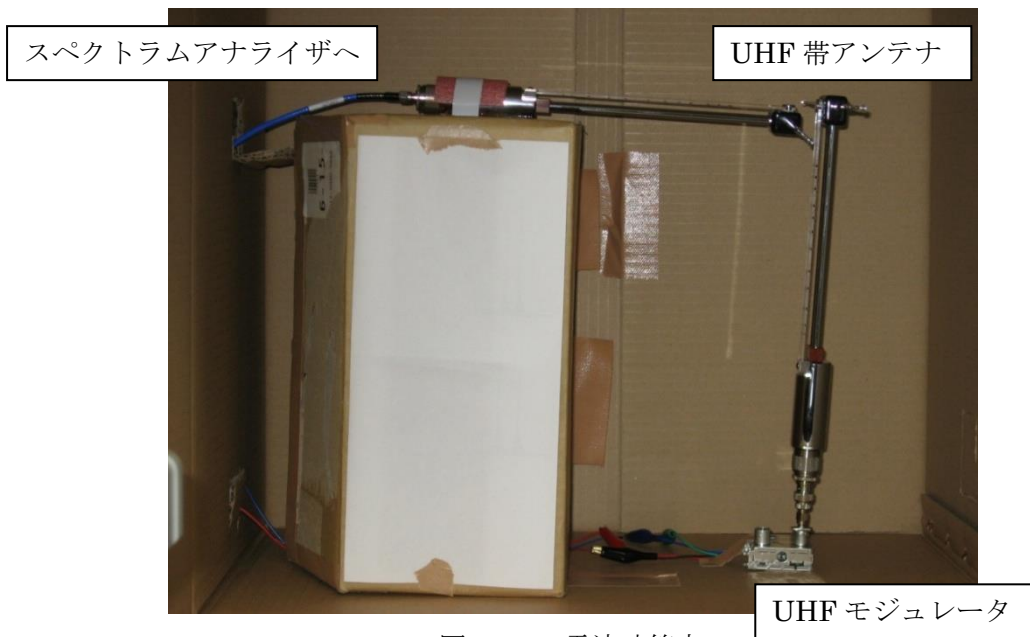



図 5.36　電波暗箱内

図 5.36 は，図 5.26 において，受信器とスペクトラムアナライザを UHF 帯無線で接続する部分である．電波暗箱は外来ノイズの影響を抑えるため，30dB の電波遮蔽カーテンを 4 重にしたものによって包まれている．

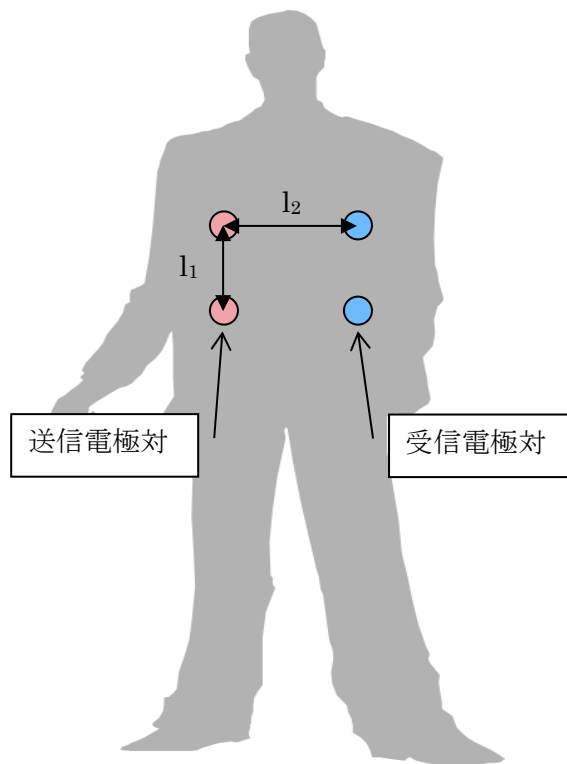



図 5.37　送受信電極の位置関係

図 5.38　送受信に用いた電極

図 5.37 に示すように測定系に人体を挿入し，電極対間距離および通信距離を変化させた場合のスペクトル強度を測定したところ，それぞれのスペクトル強度は以下に示すようになった．測定は下記 5 パターンについて行った．

入力信号：10MHz , 4.6V_{pp}

$l_1 < l_2$ の場合
・$l_1 = 5$, $l_2 = 10$　・・・(a)
・$l_1 = 5$, $l_2 = 20$　・・・(b)

$l_1 = l_2$ の場合
・$l_1 = 10$, $l_2 = 10$　・・・(c)

$l_1 > l_2$ の場合
・$l_1 = 10$, $l_2 = 5$　・・・(d)
・$l_1 = 20$, $l_2 = 5$　・・・(e)

単位[cm]

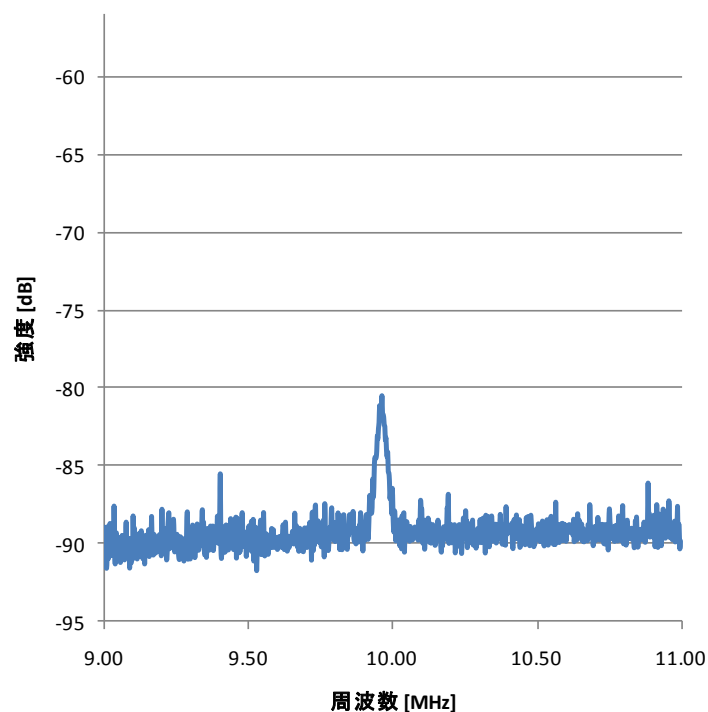



図 5.39　スペクトル強度 $l_1 = 5$, $l_2 = 10$ (a)

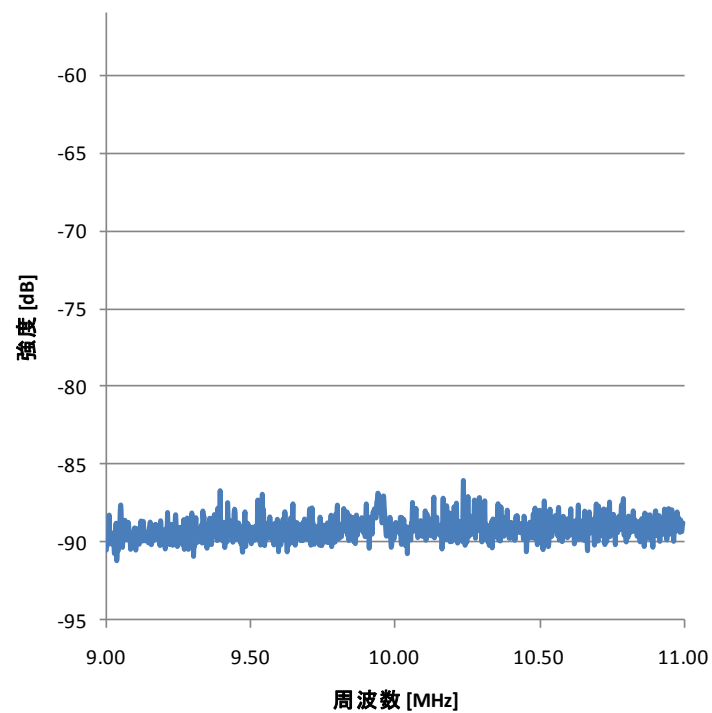



図 5.40　スペクトル強度 $l_1 = 5$, $l_2 = 20$ (b)

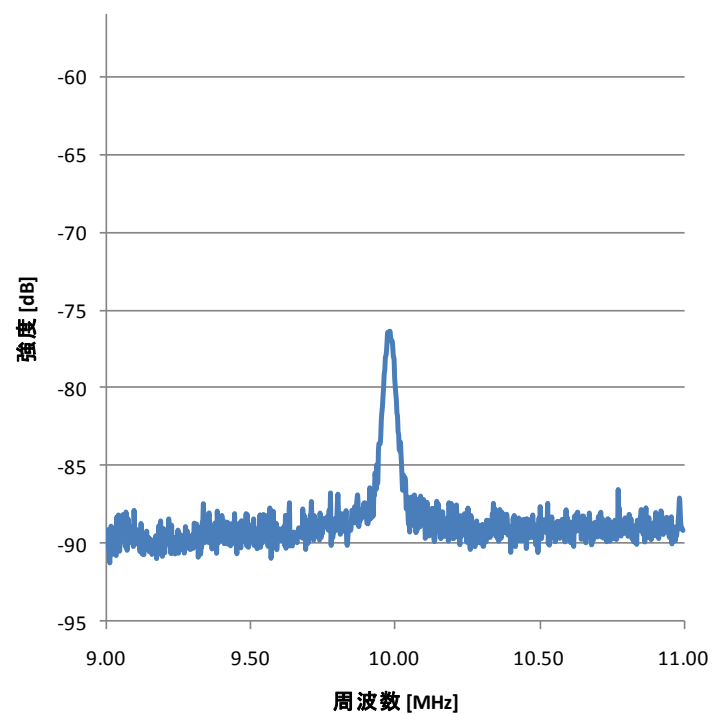



図 5.41　スペクトル強度 $l_1 = 10$, $l_2 = 10$ (c)

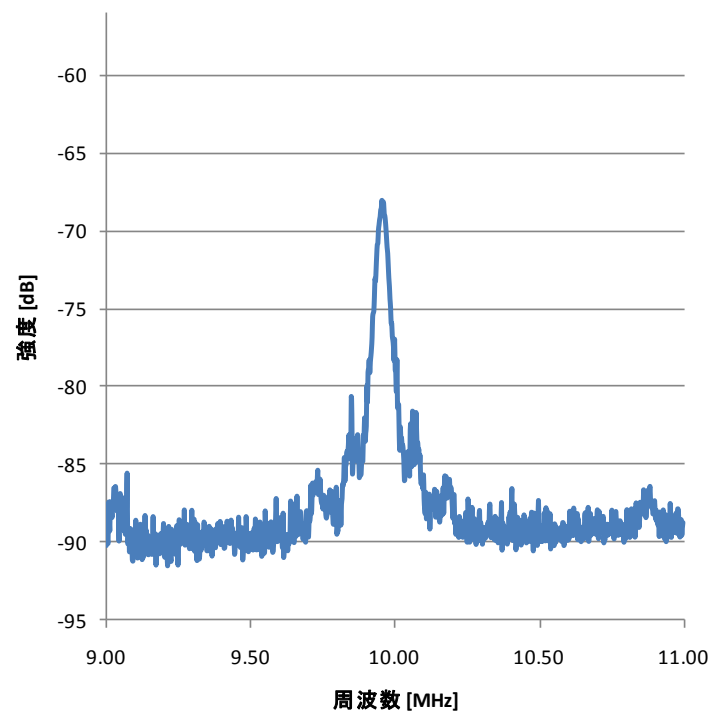



図 5.42　スペクトル強度 $l_1 = 10$, $l_2 = 5$ (d)

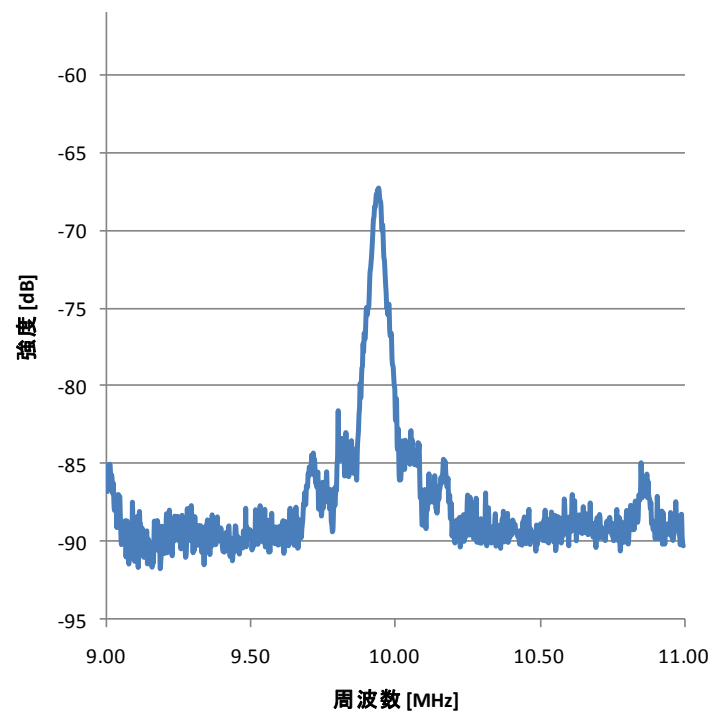



図 5.43　スペクトル強度 $l_1 = 20$, $l_2 = 5$ (e)

これらの図 5.39 から図 5.43 の結果より，電極間距離および通信距離とスペクトル強度の関係を以下の図に示す.

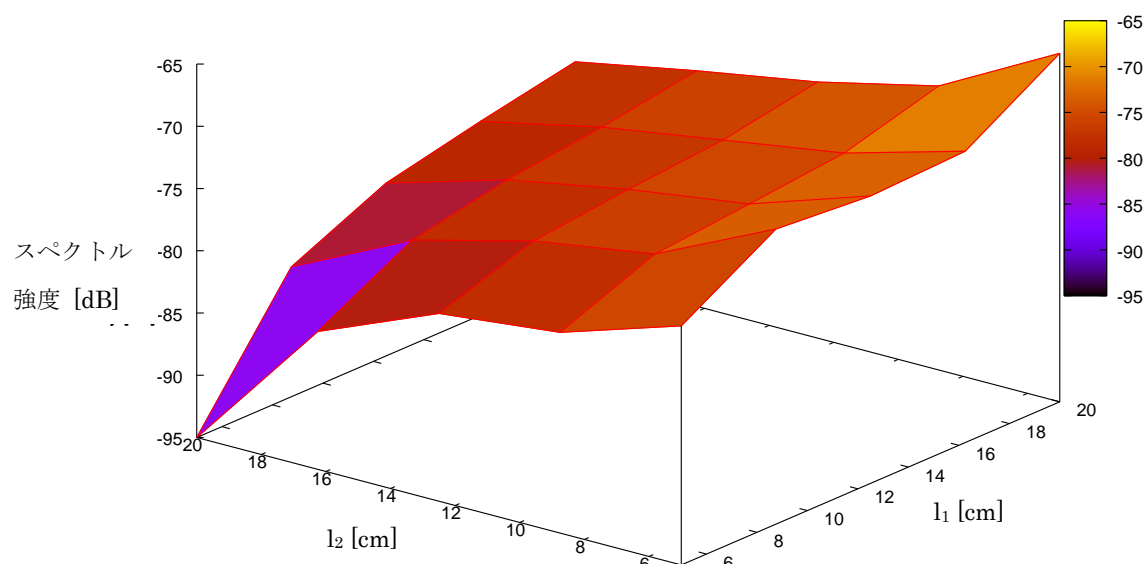



図 5.44　減衰特性の分布

図 5.44 より，l_1 が短く l_2 が長いほどスペクトルは小さくなり，逆に l_1 が長く l_2 が短いほどスペクトルは大きくなっていることが分かる．これは，差動の送信電極対から送られた差動の信号同士が電極間で打ち消しあっていることがひとつの原因として挙げられる.

しかしながら，送受信系のモデルとして最も考えられるのは $l_1<l_2$ の場合，すなわち，電極間距離が短く通信距離が長い場合である．先に示したスペクトル強度グラフでは図 5.39 および図 5.40 の場合である.

したがって，$l_1<l_2$ の場合において精度良く伝送特性を測定しなければならない．特に図 5.40 に示したスペクトルは送受信系のモデルに最も近い条件であるため，伝送特性の測定が必要不可欠であるが，信号スペクトルがノイズスペクトルに埋もれてしまい，伝送特性を測定できる状態に至っていない.

そこで，上記の要件を満たすため，測定系に以下に示すような改善を行った.

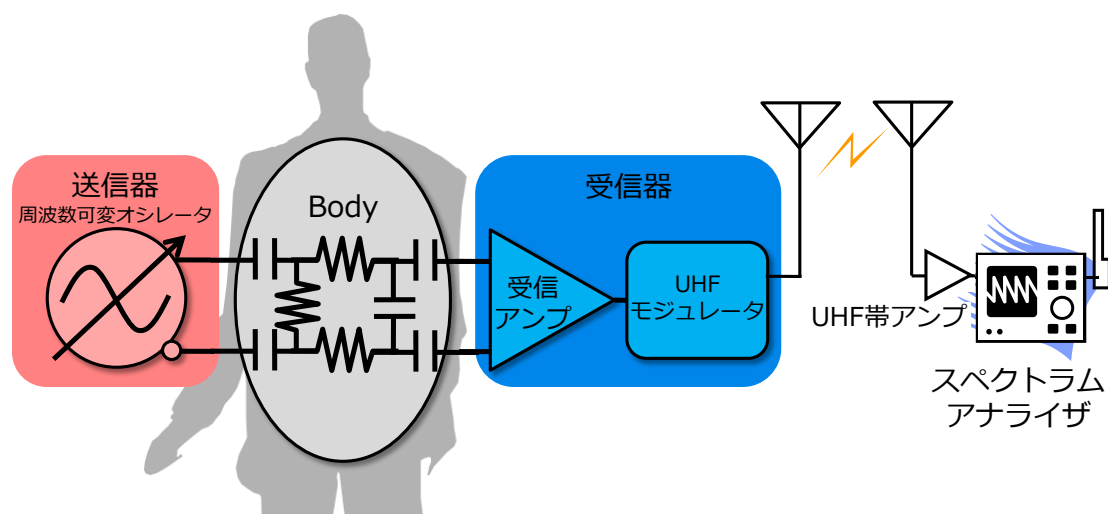



図 5.45　改良した実験系の概略図

送信側または受信側で増幅を行えばダイナミックレンジの改善が見込めるが，受信器に含まれている UHF モジュレータの入力許容電圧値が限られているため，UHF モジュレータの前段で増幅すると UHF モジュレータの入力が飽和してしまい，正しい測定ができない．そのため，UHF モジュレータの後段，すなわちスペクトラムアナライザと外付けアンテナ間に UHF 帯アンプを挿入し，増幅することを考えた．

以下に，測定系に挿入した UHF 帯アンプの詳細を示す．

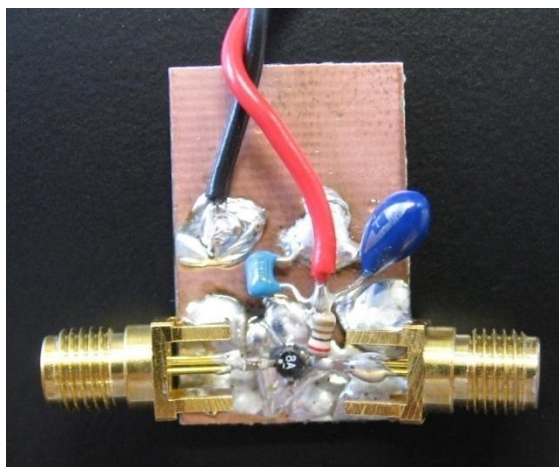



図 5.46　UHF 帯アンプ

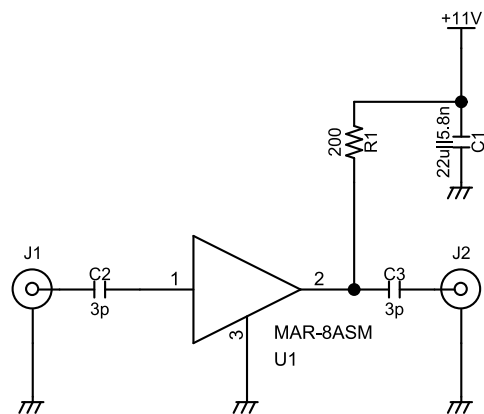



図 5.47　UHF 帯アンプの回路図

表 5.12　UHF アンプの部品構成

部品名	品番（規格）	メーカー名
広帯域アンプ	MAR-8ASM	Mini-Circuits
セラミックコンデンサ	3pF×2，5.8μF	
タンタルコンデンサ	22uF	
抵抗	200Ω	

以下に，UHF 帯アンプ挿入前の測定結果と，UHF 帯アンプ挿入後の測定結果の比較を示す．なお，図 5.48 中で挿入前として示すスペクトルは図 5.40 と同じものである．

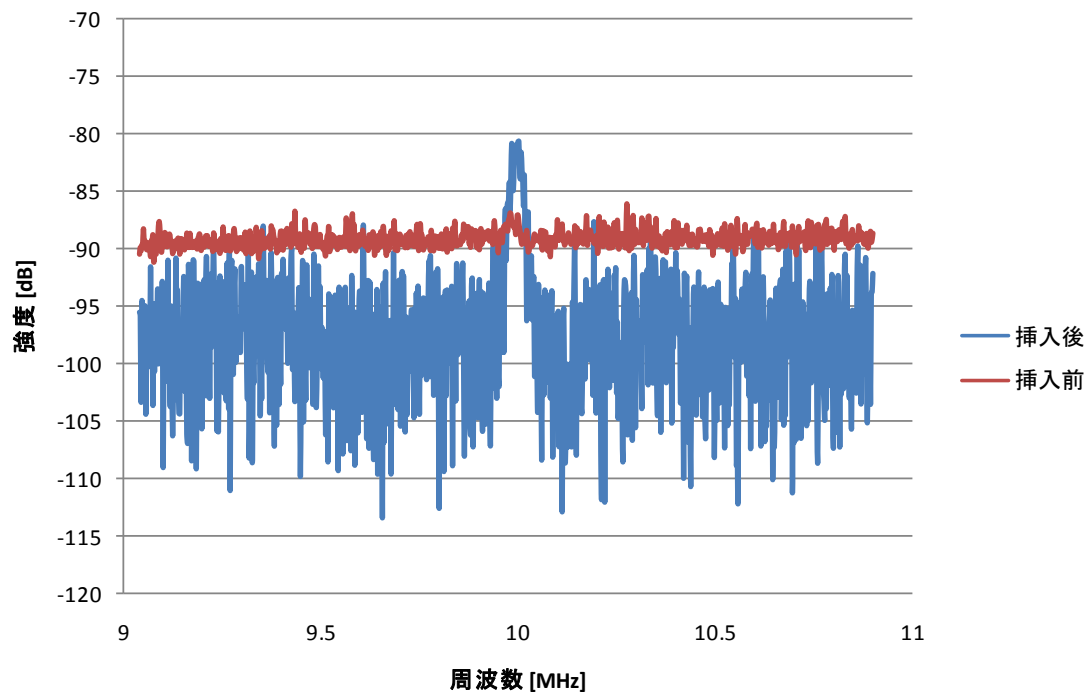



図 5.48　UHF 帯アンプ挿入前および挿入後の比較

アンテナ後段での増幅は外来ノイズまで増幅してしまうため効果が薄いであろうと思われたが，ノイズレベルをほとんど変えることなく信号成分のみを 10dB 程度増幅することができた．これは，30dB の電波遮蔽カーテンを 4 重にした電波暗箱によって外来ノイズがほぼ遮断されているためであると考えられる．

人体のみの伝送特性を測定するためには，まず実験系のみの減衰特性を明らかにする必要がある．以下に図 5.45 で示した実験系から人体を除いて送信器と受信器を導線で直接つないだ状態（図 5.50）の減衰特性を示す．

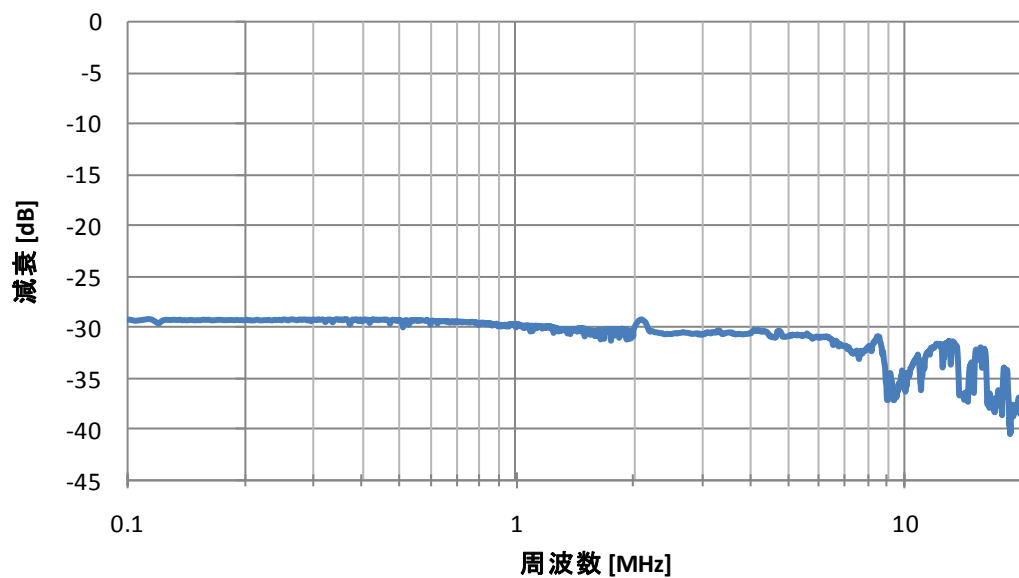



図 5.49　実験系のみの減衰特性

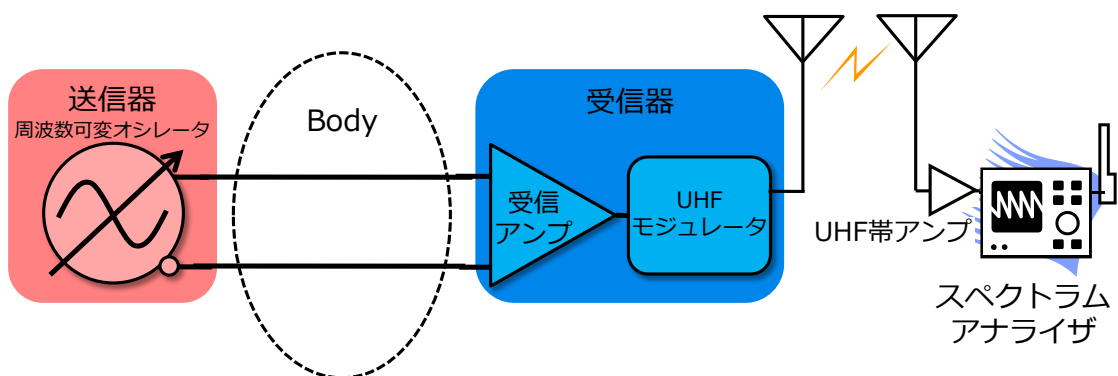



図 5.50　実験系のみの減衰特性測定図

人体に接続した送信電極対および受信電極対の位置関係および使用した電極については図 5.37 および図 5.38 に示したものと同じ条件である．

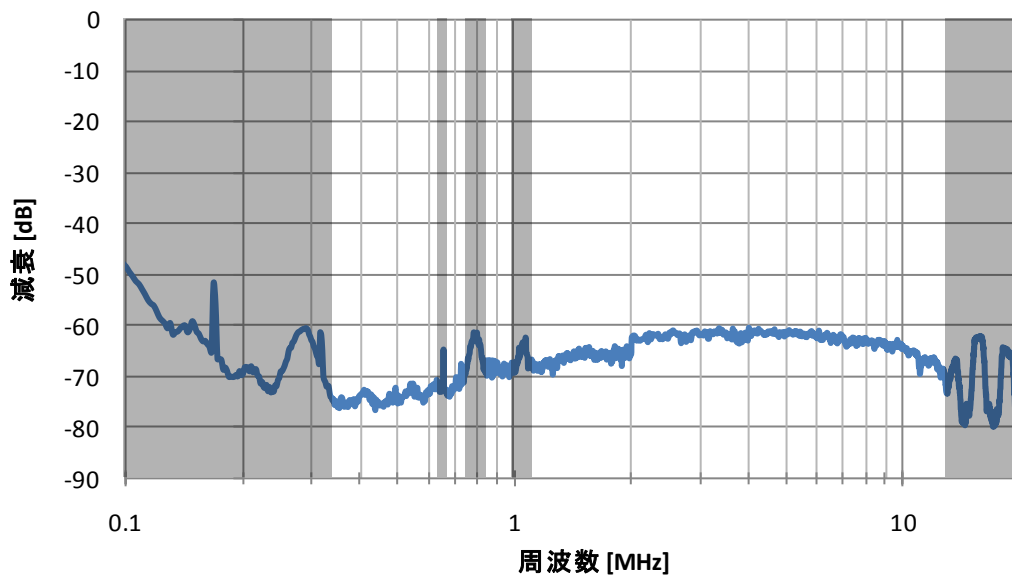



図 5.51　実験系＋人体の減衰特性

図 5.51 で影付きになっている帯域では，受信信号以外のスペクトル（UHF モジュレータ固有のスペクトル）が支配的となっており，人体の減衰特性を取得することはできなかった．

図 5.51 の減衰特性から図 5.49 に示した減衰特性を減算したものが，人体のみの減衰特性，すなわち平衡伝送における人体の伝送特性となる．減算した結果を以下に示す．

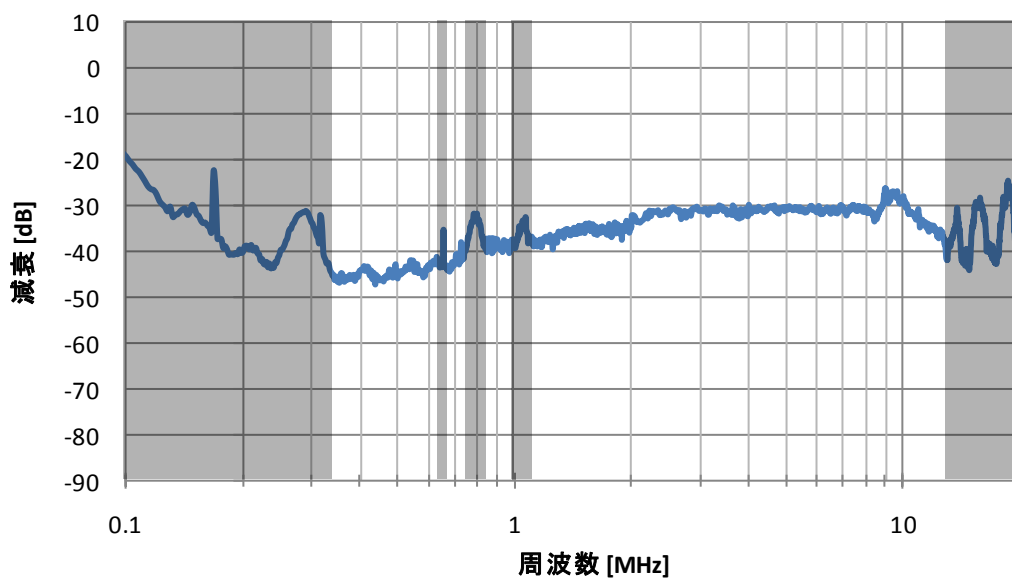



図 5.52　平衡伝送における人体の伝送特性

測定の結果，平衡伝送における人体の伝送特性は，およそ 0.2MHz から 2MHz までの帯域では 10dB/dec の HPF 特性となっており，2MHz からおよそ 10MHz までの帯域では 30dB

の減衰でほぼフラットとなっていることが分かった．また，0.2MHz 以下の帯域では，信号のほとんどがノイズに埋もれてしまい，測定することができなかった．

本実験の結果は，人体という平衡伝送路は波形等化を行うことによって伝送路として十分に機能するものであるということを示した．通信距離 20cm という限られたものではあるが，この結果は平衡型人体通信実現への礎となるデータである．

さらに，今回の実験では人体と送受信部間のインピーダンス整合を特に考慮しない条件のもとで行った．したがって，今後インピーダンス整合を考慮した測定系を設計することによって，通信距離をより長く，かつ減衰の少ない特性を測定することができると考えられる．

ここでは，人体を伝送媒体とした不平衡伝送の特徴と問題点を洗い出し，その問題点に対する解決策として，人体を伝送媒体とした平衡伝送を提案した．不平衡伝送は周囲の環境の変化（空気中，水中）などに対して通信品質が安定せず脆弱であることに対し，平衡伝送では周囲環境の変化にも頑強であることを示した．さらに，人体の平衡伝送特性を明らかにし，およそ 0.2MHz から 2MHz までの帯域では 10dB/dec の HPF 特性となっており，2MHz からおよそ 10MHz までの帯域では 30dB の減衰でほぼフラットとなっていることを突き止めた．これにより，人体平衡伝送でのベースバンド伝送の実現可能性を示し，今後の人体平衡伝送研究の基礎となる結果を得た．

2. 低消費電力化技術

バイタルサイン常時モニタリング用センサの設計において，バイタルサイン取得用センサの長寿命化は必須条件である．本研究では低消費電力化方法についても検討した[44][45]．本章では低消費電力化の比較検討として心電図センサを例としている．

心電信号は 600Hz でサンプリングしているが，MSP430 は 1MIPS で動作させているため，1 周期における MPU の実質的な処理時間は待機時間と比較して大幅に少ない．そこで，待機時間には全ての機能を停止して消費電力を抑え，処理が必要になった時だけ必要なモジュールを必要な時間だけ間欠的に動作させるプログラムを新たに考案した．

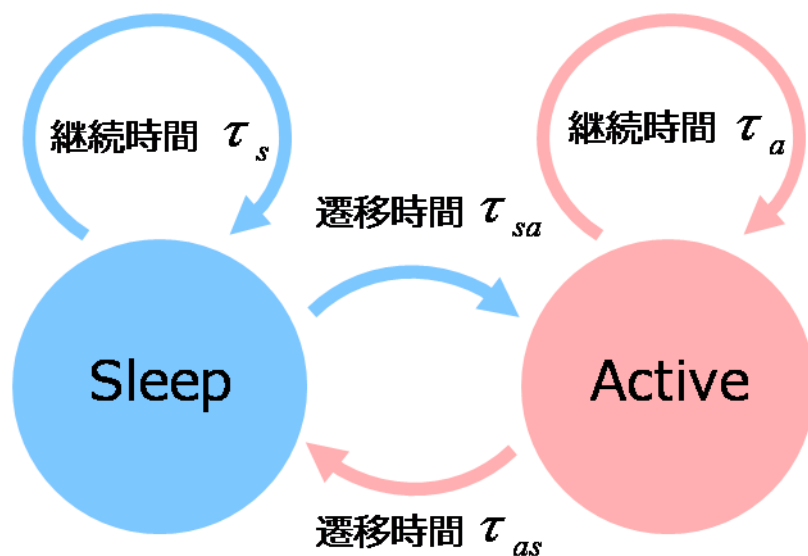



図 5.53　センシング動作の状態遷移図

表 5.13 に心電センサ搭載 MPU である MSP430FG4616 の，各モジュールの消費電力の実測結果を示す．

表 5.13　MSP430FG4616　各モジュール消費電力

	消費電流[μA]				
電源電圧[V]	オペアンプ	A/D コンバータ	Timer	D/A コンバータ	UART
2.2	340.0	632.1	20.3	116.2	150.2
3.0	180.3	704.5	70.2	201.5	320.4

さらに，表 5.14 に MSP430FG4616 の各動作状態における消費電力を示す．

表 5.14　MSP430FG4616　各動作モード消費電力

	消費電流[μA]					
電源電圧[V]	CPU Active	LPM0	LPM1	LPM2	LPM3	LPM4
2.2	474.0	46.8	18.1	6.4	2.0	0.4
3.0	752.5	97.8	50.3	29.4	23.7	1.9

表 5.13 から，オペアンプ，A/D コンバータ，D/A コンバータといったアナログモジュールは消費電流が大きく，さらに表 5.14 から CPU が起動することにより消費電流が増大することがわかる．

オペアンプによる心電信号の増幅，A/D 変換，UART 送信においてはそれぞれ各モジュールのみの動作により処理が可能なので，CPU における処理を必要としない．そのため，これらのモジュール動作中には CPU を停止して消費電力を抑える．

図 5.54 に A/D 変換の開始から終了までのモジュールの間欠動作アルゴリズムの動作状

態を示す.

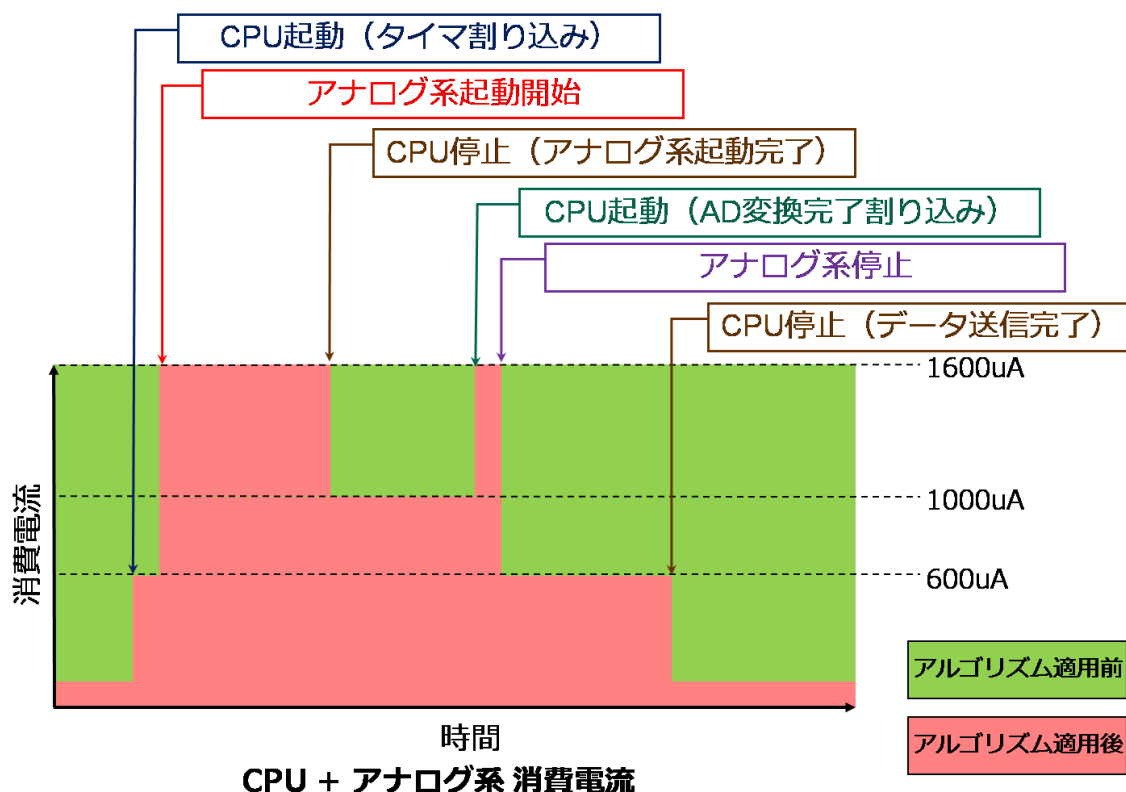



図 5.54　A/D 変換処理のモジュール間欠動作

サンプリング時間は MSP430 内部のタイマで管理し，タイマのカウントで CPU を起動し，心電信号増幅用オペアンプと A/D コンバータの動作を開始する．A/D 変換自体には CPU は使用しないので，開始動作の設定を終えたら即座に CPU を停止する．A/D 変換の終了をトリガとして CPU を復帰させ，オペアンプと A/D コンバータの動作を停止する．このように各モジュールを必要に応じて動作させることで，消費電力を最小限に抑えて動作させることが可能となる．

このような間欠動作アルゴリズムを用いた時，センサ全体の消費電流は，2.2[V]動作時，210.5[μA]であった．また，間欠動作アルゴリズムを用いず，全てのモジュールを常に動作させ続けた場合の実測値は 1.65[mA]であったので，このアルゴリズムによって消費電流は，

$$\left(\frac{0.211}{1.65}\right) \times 100 = 12.8$$

約 12.8%に抑えられたことになる．

さらに表 5.13，表 5.14 の各モジュール，CPU 消費電流と図 5.54 の各モジュール動作時間より，全体の消費電流の理論値を求める，消費電流P_dは次式で表すことが出来る．ただし，P_{OP}：オペアンプの消費電流，P_{ACD}：A/D コンバータの消費電流，P_{TIMER}：タイマの消費電流，P_{DAC}：D/A コンバータの消費電流，P_{UART}：UART の消費電流，P_{CPU}：CPU の

消費電流，P_{LPM0}：LPM 時の消費電流，P_{LPM3}：LPM3 時の消費電流，T：サンプリング周期，である．

$$P_d = \frac{\int P_{OP}dt + \int P_{ADC}dt + \int P_{TIMER}dt + \int P_{DAC}dt + \int P_{UART}dt + \int P_{CPU}dt + \int P_{LPM0}dt + \int P_{LPM3}dt}{T}$$

この式に各値を当てはめると，2.2V 間欠動作時の消費電流は，以下の表のようになる．

表 5.15　2.2V 間欠動作時の各モードにおける消費電流と継続時間

動作モード	消費電流［μA]	継続時間［μs]
P_{OP}：オペアンプの消費電流	300	350
P_{ACD}：A/D コンバータの消費電流	632	2
P_{TIMER}：タイマの消費電流	20	1700
P_{DAC}：D/A コンバータの消費電流	116	2
P_{UART}：UART の消費電流	150	430
P_{CPU}：CPU の消費電流	474	280
P_{LPM0}：LPM 時の消費電流	468	270
P_{LPM3}：LPM3 時の消費電流	2	640

また，T=1700[μs]である．したがって P_d は，

$$P_d = 205.4[\mu\mathrm{A}]$$

となる．よって，2.2V 間欠動作時の実測値と理論値の誤差は，

$$1 - (\frac{205.43}{210.50}) \times 100 = 2.41$$

2.41[%]となる．

また，2.2V 常時動作時の消費電流の理論値は，以下の表より，

表 5.16　2.2V 常時動作時の各モードにおける消費電流と継続時間

動作モード	消費電流［μA]	継続時間［μs]
P_{OP}：オペアンプの消費電流	300	1700
P_{ACD}：A/D コンバータの消費電流	632	1700
P_{TIMER}：タイマの消費電流	20	1700
P_{DAC}：D/A コンバータの消費電流	116	1700
P_{UART}：UART の消費電流	150	1700
P_{CPU}：CPU の消費電流	474	1700
P_{LPM0}：LPM 時の消費電流	468	1700
P_{LPM3}：LPM3 時の消費電流	2	1700

となる．また，T=1700[μA]である．したがって P_d は，

$$P_d = 1730[\mu\text{A}]$$

となる．　よって実測値と理論値の誤差は，

$$1 - (\frac{1.65}{1.73}) \times 100 = 4.62$$

4.62[%]となる．

以上の計算から，理論値と実測値はほぼ一致したといえる．

表 5.17 に，本アルゴリズム適用後の各モジュールの消費電流と低減率を示す．

表 5.17　各モジュールの消費電流と低減率

	OP-Amp	ADC	Timer	DAC	UART	CPU
間欠動作時[μA]	0.102	0.00126	0.0345	0.00023	0.0650	0.147
常時動作時[μA]	0.578	1.070	0.0345	0.198	0.255	0.806
電流低減率[%]	82.4	99.9	0.00	99.9	74.7	81.8

図 5.55 に上表の各値をグラフで示す．

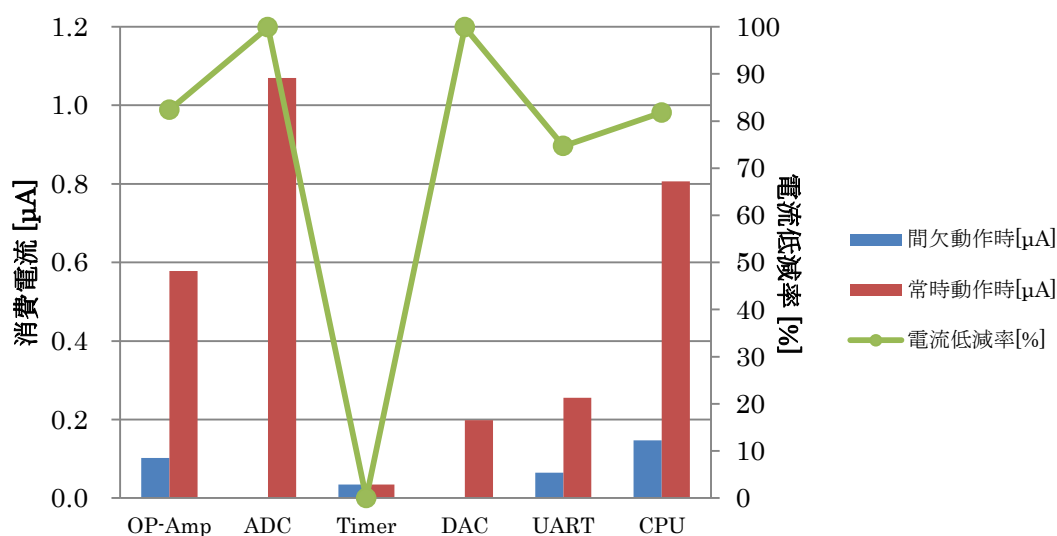



図 5.55　各モジュールの消費電流と低減率

図 5.55 から，各モジュールの消費電流が大幅に抑えられていることがわかる．特に消費電流の多い A/D コンバータは，消費電流が 99.9%まで減少しており，長寿命化において大きく影響していることがわかる．

表 5.18 に，心電センサ全体の消費電流と低減率を示す．

表 5.18　心電センサ全体の消費電流と低減率

	消費電流理論値	消費電流実測値
間欠動作時[μA]	205.4	210.5

常時動作時[μA]	1730	1650
電流低減率[%]	88.1	87.2

また図 5.56 に, 上表の各値をグラフで示す.

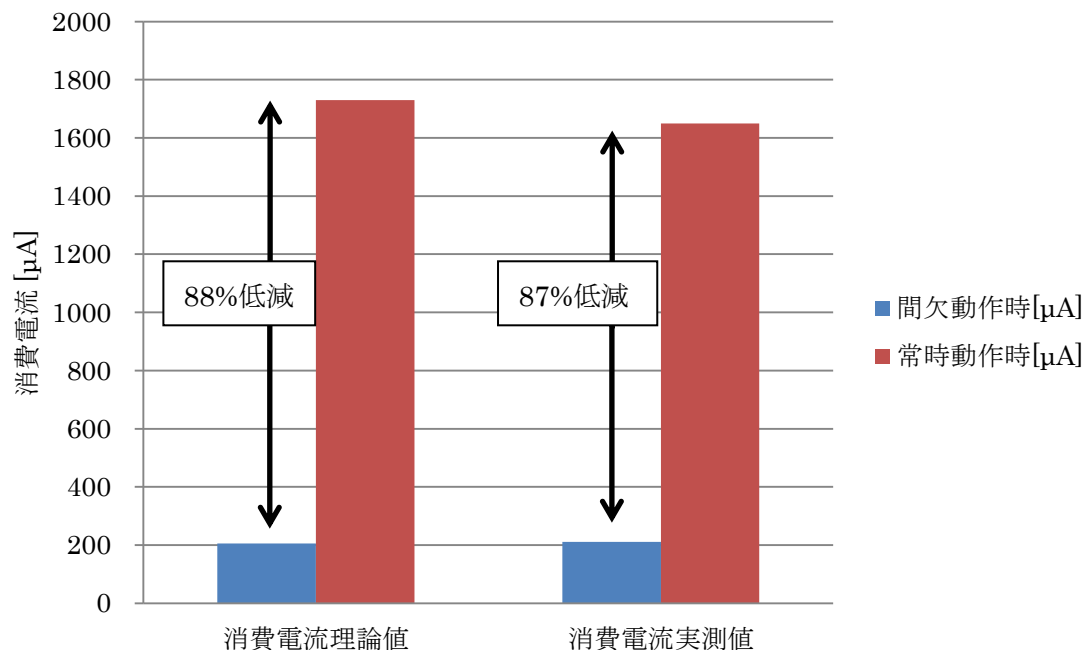
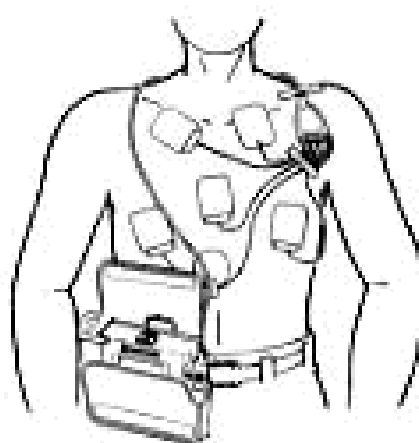



図 5.56　心電センサ全体の消費電流と低減率

ここで述べた超低消費電力化アルゴリズムによって，実測値で 87%の消費電流の低減を達成した．これは，μs オーダーで CPU およびアナログ回路部を高速スイッチングすることにより得られたものである．ウェアラブル型センサが消費する電力はアナログ回路部が支配的であり, CPU やディジタル回路部だけではなくアナログ回路部を含めて ON/OFF することによって，80%を超える消費電流低減を実現している．このアルゴリズムを各バイタルサインセンサに組み込むことによって，センサの電池寿命を格段に改善することができる．

3. 心電図測定センサ

現在の心電図測定は図 5.57 に示す 12 誘導心電図計やホルター心電図計によって行われている．

出典：杉野脳神経外科病院Webサイトより

(a) 12 誘導心電図測定　　　　(b) ホルター心電図測定

図 5.57 従来の心電図測定

従来の心電図測定では，12 誘導心電図では病院や診療所などの場所的・時間的に限定された環境でのみ測定することが可能であった．また，ホルター心電図では，ショルダーバッグサイズの心電図計を背負い多数の電極を体に貼り付ける必要があり，在宅患者が気軽に用いることができるものではない．

そこで，在宅患者でも気軽に使用することを想定した心電図測定センサの実現可能性を検討した．心電図測定センサは胸部 3 ヶ所に電極を取り付け，心筋運動による体表面の電位差を検出する．本研究で製作した心電図測定センサでは，微弱な心電信号を増幅するためのオペアンプを内蔵し，かつ低消費電力で動作可能な MPU である MSP430 を使用する．皮膚に装着したパッド型電極からの心電信号の取得，信号の増幅，A/D 変換，端末への UART 送信を全てこの MPU で行う．

以下に心電計測センサのブロック図を示す．

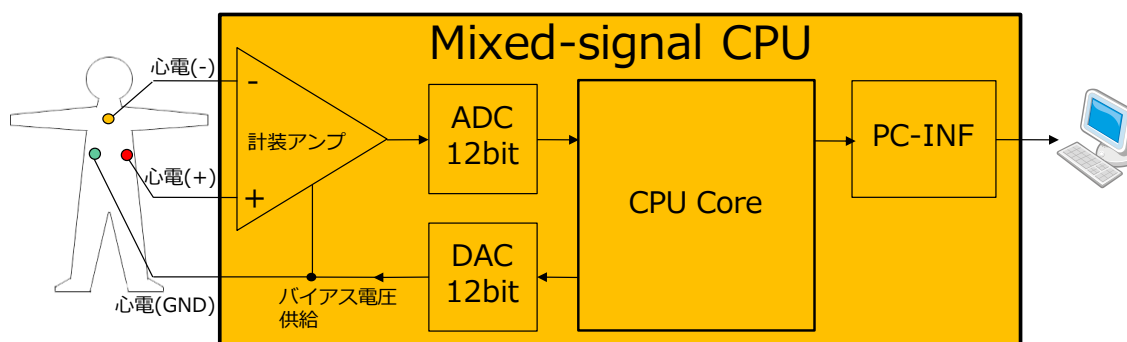



図 5.58　心電計測センサのブロック図

心電波形取得に必要な部品はほとんど Mixed-Signal CPU にインクルードされ，身体に

は心電の＋と－，そして基準となる GND の 3 つの電極を貼付ける構造となっている．センサ本体は GND 電極の上に実装される．心電信号は計装アンプによって増幅され，AD 変換器，CPU チップ，PC へと流れていく構成になっている．フィルタ回路などは一切用いず，計装アンプの高い CMRR によってフィルタレスでの高精度な心電波形取得が可能となっている．

心電信号の常時モニタリングにおいて，センサの小型化と低消費電力化が重要な課題となる．本研究では，心電図測定センサと電極を一体として 55mm φ というサイズで製作した．図 5.59 に，試作した心電センサの回路図を示す．

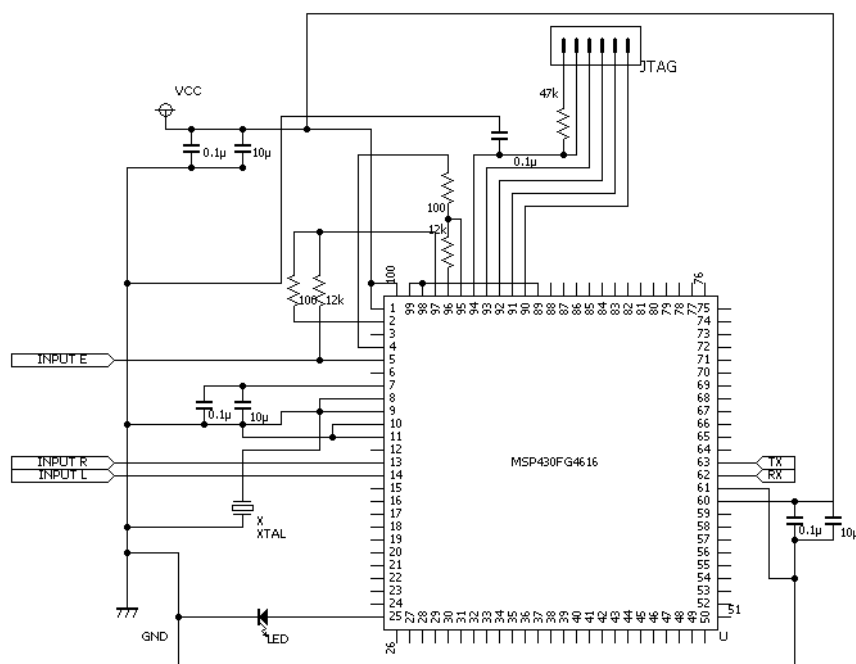



図 5.59　試作心電図測定センサ回路図

次に，製作したセンサの外観写真を示す．

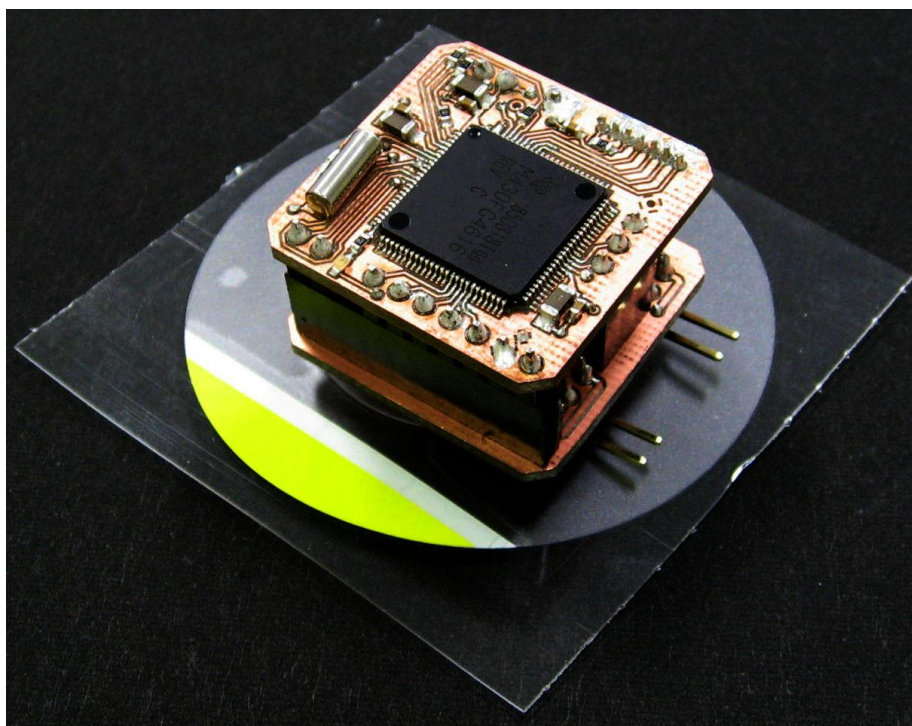



図 5.60　試作心電図測定センサ写真

表 5.19 に，心電図測定センサの試作に使用したパーツを示す.

表 5.19　試作心電図測定センサを構成する部品

部品名	品番（規格）	メーカー
MPU	MSP430FG4616	Texas Instruments
チップ抵抗	100Ω× 2, 12kΩ×2, 47kΩ×1	
積層セラミックコンデンサ	0.1μF ×4, 10μF × 3	
水晶振動子	CFS-308	シチズン時計
LED	CS-1956Y	シチズン電子

心電信号は微弱であるため，MPU 内部のオペアンプによって 40dB の増幅を行う．増幅した心電信号を 12bit で A/D 変換し，UART インタフェースにより制御用 PC に転送する.

以下に，シングルオペアンプによって心電信号を取得する差動増幅部分の回路を示す.

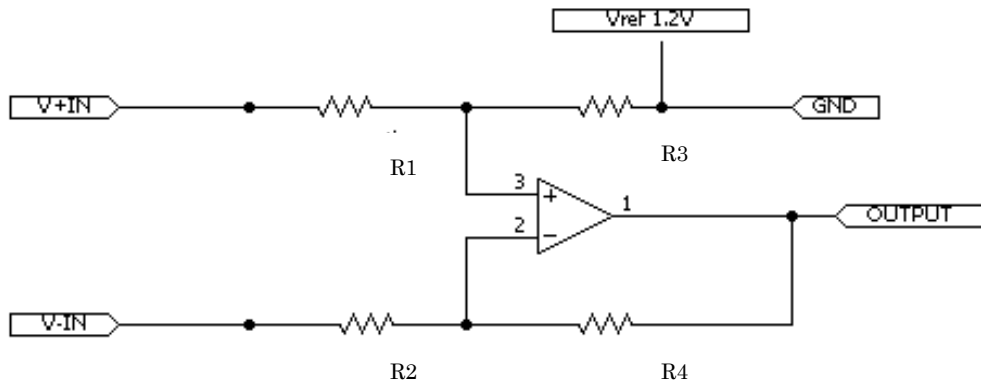



図 5.61　シングルオペアンプ差動増幅による心電信号増幅回路

増幅度は次式で求められる[46].

$$V_o = (\frac{R_2}{R_1})(\frac{V_{+IN}}{V_{-IN}})$$

R_1= R_2=1[kΩ]，R_2=100[kΩ]であるので,

$$V_o =(\frac{100 \times 10^3}{1 \times 10^3})(\frac{V_{+IN}}{V_{-IN}})$$
$$=100(\frac{V_{+IN}}{V_{-IN}})$$

となる．増幅回路の GND には D/A コンバータから V_{ref} として 1.2V を入力し，基準電圧としている. 制御･表示用 PC には, UART インタフェースによって心電センサから RS232-C ポートを介してシリアル通信によって送信される．この時送信されるデータは,

- データビット　8 ビット
- ボーレート　115200bps
- パリティ　無し
- ストップビット　1 ビット

となる.

制御・表示用 PC で表示した心電波形データを以下に示す.

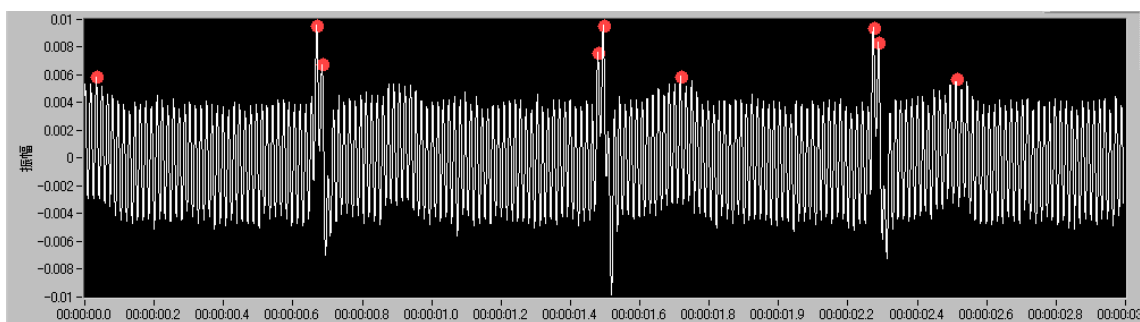



図 5.62　オペアンプによる増幅後の心電波形

取得された心電波形はノイズに埋もれており，P 波，QRS 波，T 波を読み取ることは極めて困難である．そこでオペアンプを 3 個用いて計装アンプを設計し，心電信号を取得する．

以下に，計装アンプによって心電信号を取得する差動増幅部分の回路を示す.

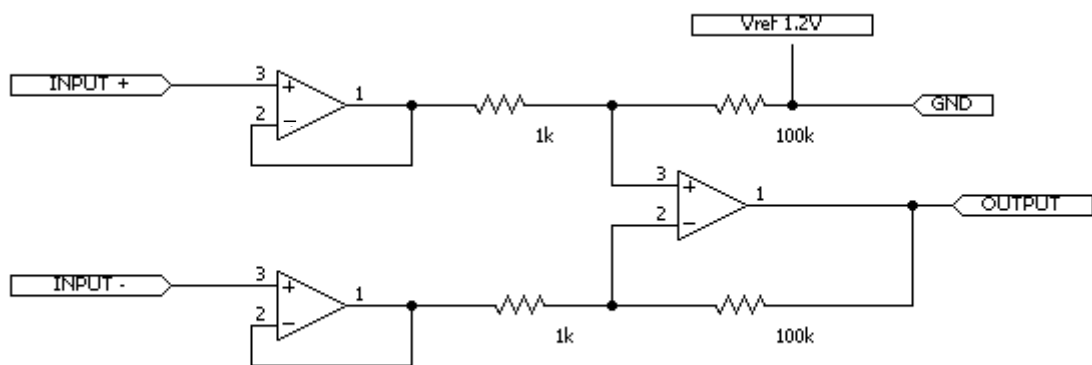



図 5.63　3 つのオペアンプを用いた計装アンプによる心電信号増幅回路

本実験で用いた MPU（MSP430FG4616）に搭載されているオペアンプは，CMRR(Common-mode rejection ratio)が 70dB とされている．つまり，同相雑音は 0.0003 倍されるということになる．また，差動増幅器の前段に各入力に対してバッファアンプを設けることにより，体表面の電極から得られた心電信号を効率良く後段の差動増幅器に送る役目を果たしている．以下に図 5.63 で示した回路によって取得したデータを示す.

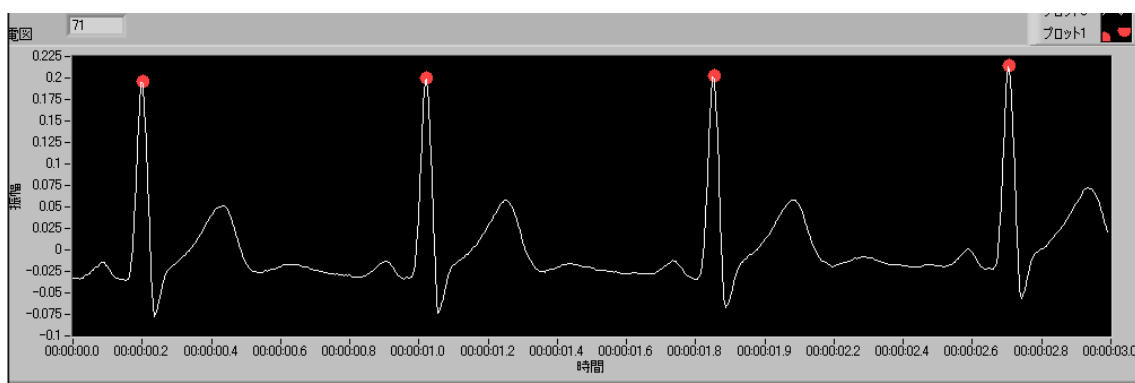



図 5.64　計装アンプによる増幅後の心電波形

心電波形からはノイズが除去され，P 波，QRS 波，T 波を読み取ることが出来る．
また，心電波形の自己相関から周期を検出し，脈拍数の計算と脈拍数から頻脈や除脈の判断を行っているデモンストレーション画面を以下に示す．

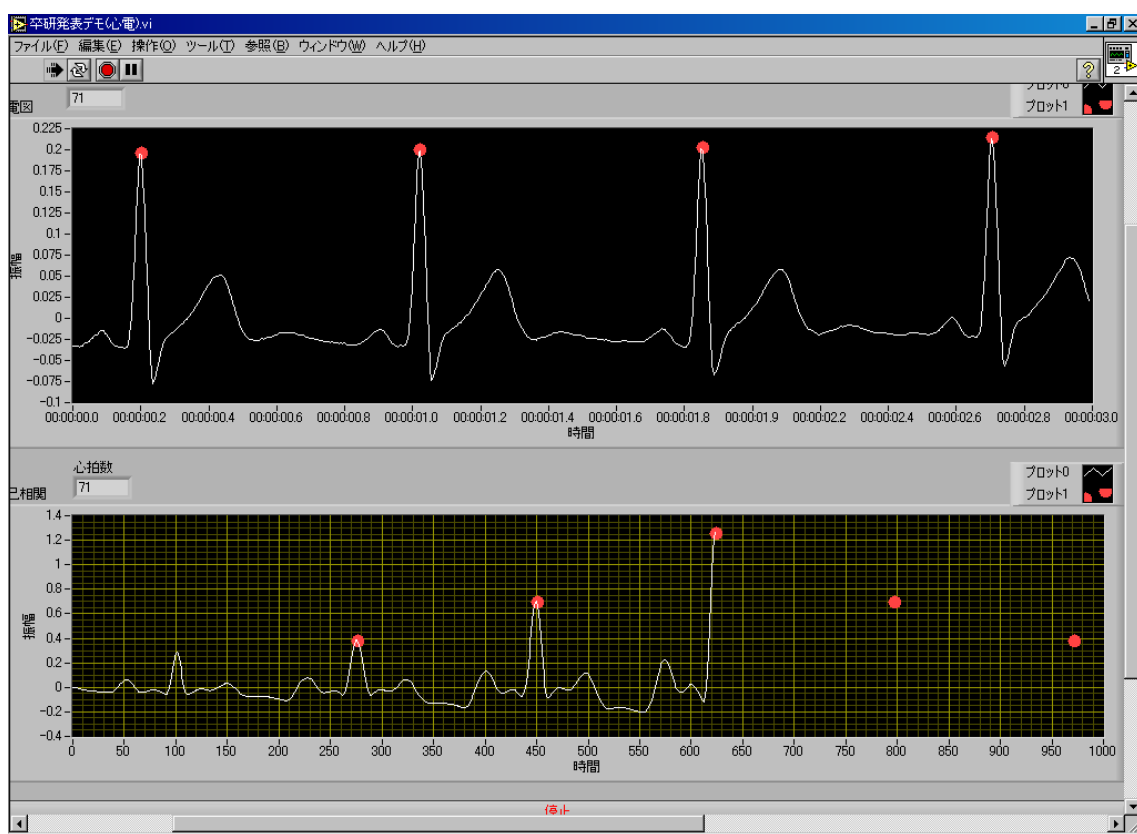



図 5.65　心電波形信号処理の一例（自己相関）

心電図測定センサでは，移動測定用としてはこれまでホルター心電図計に代表されるようなショルダーバッグサイズの心電図計が主流であったが，本研究では 55mm 角以下で試作し，体表面上に貼り付けられる大きさで実装できることを示した．

4. 運動量測定センサ

厚生労働省が提唱する運動強度の指標である METs 値というものがある．これは各運動種別に細かく値が規定されており[47]，かつ，規定 METs 値の更新や追加等が発生する[48]ため，運動種別の特定による METs 値のテーブルルックアップは困難であり現実的ではない．バイタルサインから METs 値を測定するには酸素摂取量および酸素消費量を計測する必要があり，これはダグラスバッグ等が必要となるため，特別な設備のある環境でのみ測定可能なものである．

そこで，METs 値を手軽に推定可能な運動量測定センサの実現可能性を検討した．運動量の常時モニタリングにおいても，心電信号取得の場合と同様にセンサの小型化と低消費電力化が重要な課題となる．本研究では，胸部運動量センサを 39mm×26mm，脚部運動量センサを 42mm×40mm というサイズで製作した．

以下に運動量計測実験系の概略図を示す．

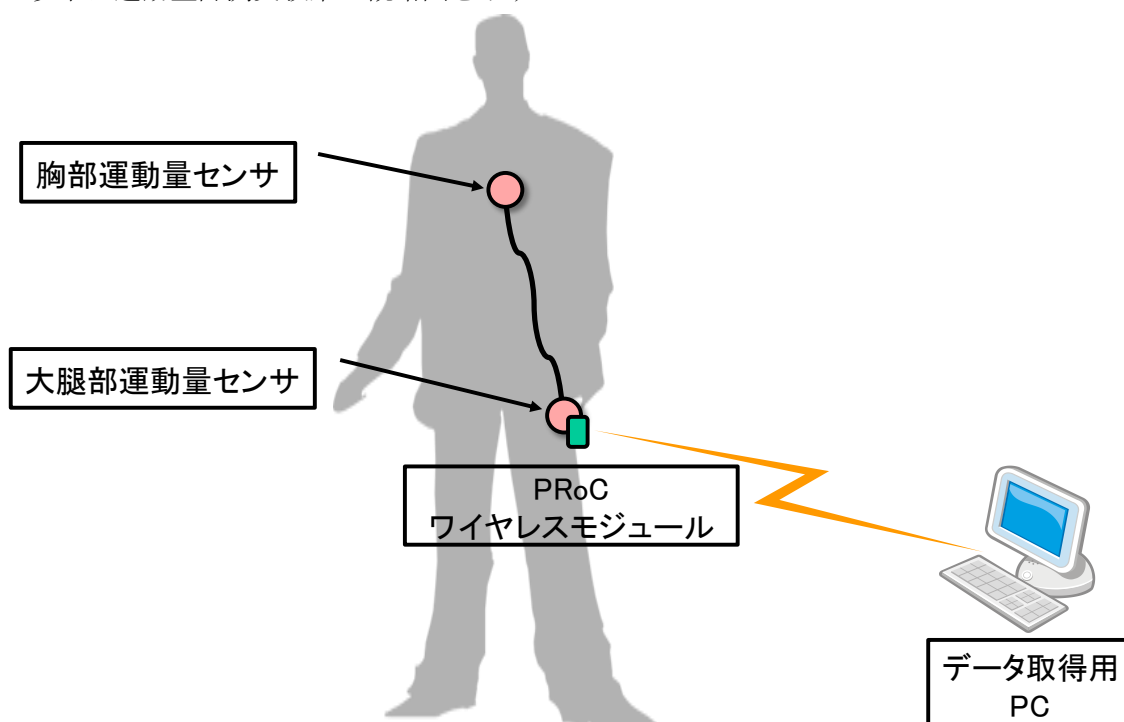



図 5.66　運動量計測実験系の概略図

運動量計測センサは胸部運動量センサと大腿部運動量センサに分けられる．胸部運動量センサで人体の移動速度を計測し，大腿部運動量センサで人体の姿勢を判別する．これらのセンサから取得した移動速度，姿勢を解析することで，その人間が行った運動の運動量を導出する．

図 5.67 に，試作した運動量計測用センサの回路図を示す．

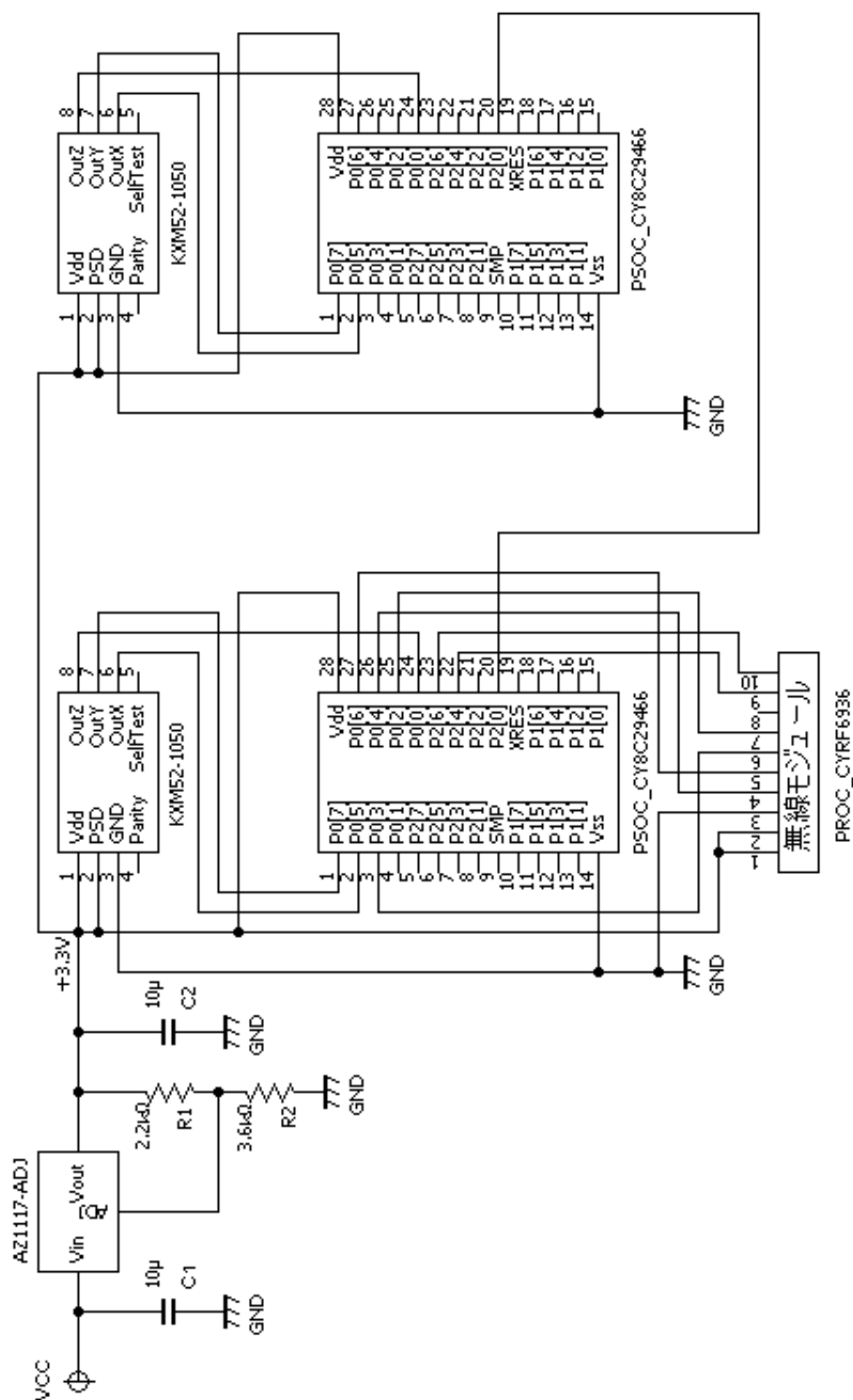



図 5.67　運動量計測用センサ回路図

図 5.68 および図 5.69 に製作したセンサの外観写真を示す.

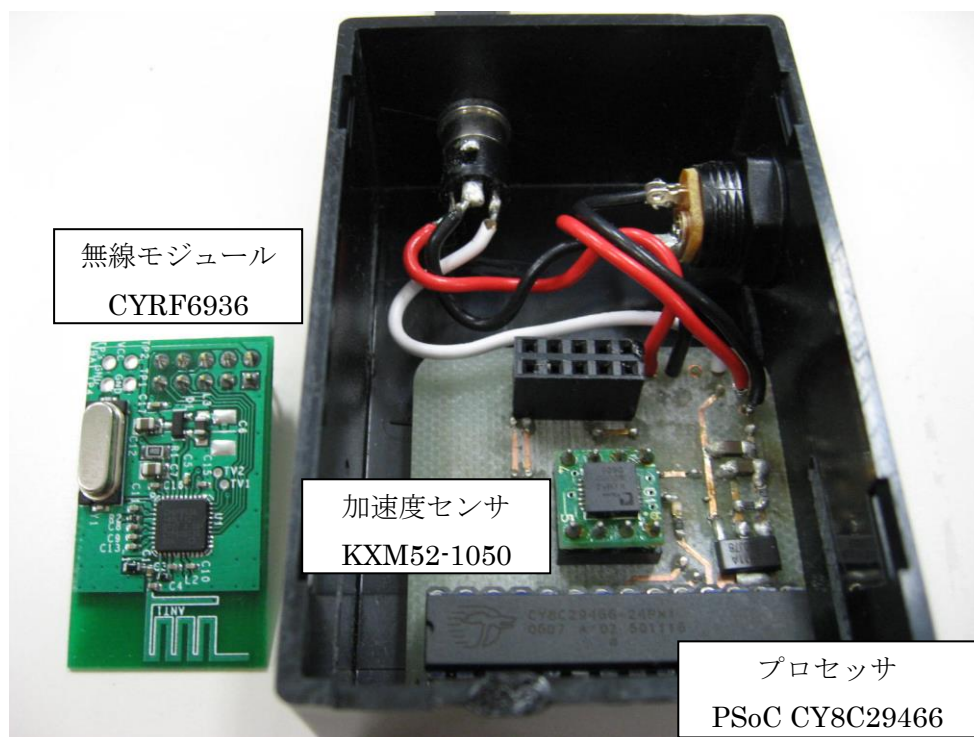



図 5.68　試作脚部運動量センサ

図 5.69　試作胸部運動量センサ

以下に, 各運動量計, 受信部に用いた部品を示す.

表 5.20　試作運動量計測センサを構成する部品

部品名	品番（規格）	メーカー
3 軸加速度センサ	KXM52-1050×2	Kionix

マイコン	PSoC CY8C29466-24PXI×2	Cypress
無線モジュール	PRoC CYRF6936-40LFXC	Cypress
レギュレーター	AZ117H-ADJ	
LED		
抵抗	100Ω,2.2kΩ,3.6kΩ	
コンデンサ	10μ×2	

運動量の計測においては，3 次元座標上でセンシングされた加速度を積分することにより速度を求めた後，運動量や移動距離を求め，運動状態の検出を行う[49].

人の一般的な日常運動を大きく分けると，「静止状態」「起立や着座など垂直方向への運動」「歩行や走行などの水平方向への運動」となる．これらの運動状態判別とカロリー消費量における運動判別をそれぞれ独立して考え，異なる手法により検出する．本研究では様々な運動パターンにおける状態検出を行うため，センサを脚部外側，胸部の 2 か所に装着し運動状態判別を行う事とする．センサの装着位置は図 5.66 に示した通りである．

機械式加速度センサの動作原理としてばねを使っていることから，3 軸加速度センサにおいて重力加速度の影響がある．本研究では，この重力の影響を用いることにより身体の姿勢判別を行う．

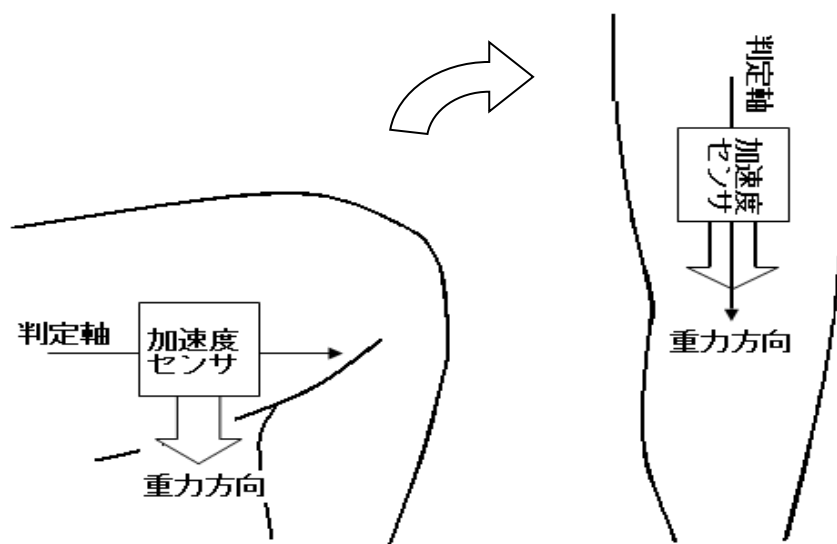



図 5.70 判定軸における重力方向の変化

図 5.70 のように脚部に加速度センサを取り付けることにより，垂直運動時 3 軸における重力加速度が影響する軸を変化させる事がきる．その変化量から身体の姿勢判別行うこと

ができる．次に，判別を行う上での閾値及び判別値の決定を行う．

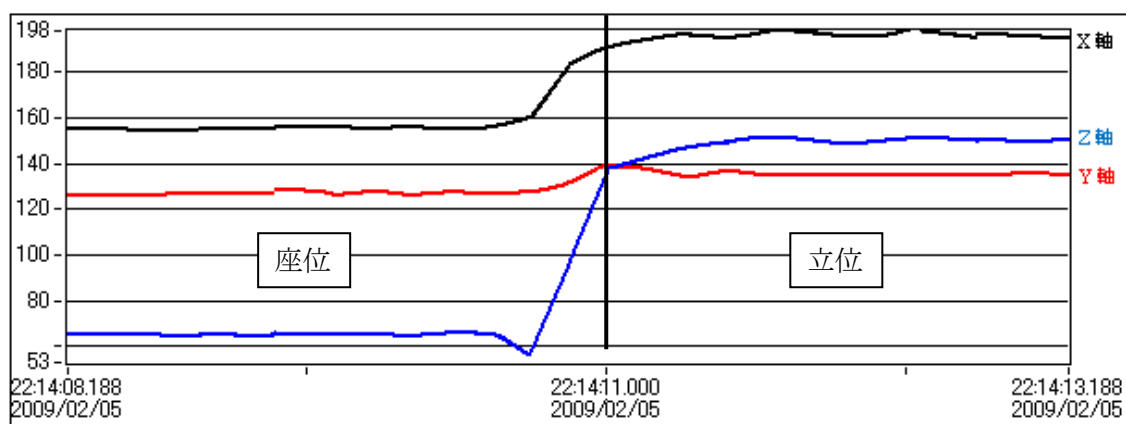



図 5.71　3 軸加速度センサにおける重力方向の変化量

図 5.71 は 3 軸加速度センサにおける重力加速度の変化量を示したものである．Z 軸と Y 軸の値は起立動作を行うことにより，22:14:11:000 の時点（図中の黒線部分）において値の大きさが逆転することが分かる．これにより，重力加速度によって影響される軸が特定できる．また，逆転する値を判別値とすれば判別を行うことが可能となる．

また，人が垂直運動を行う際，それぞれに動き方や速さが異なり，かつ本研究のシステムでは人の動き方に制約を設けないという考えから，様々な運動パターンにおいて正確な判別を行う必要がある．

表 5.21 は標準的な座位，立位状態の各軸における運動誤差の最大値から最小値までの加速度の範囲を表したものである．

表 5.21　2 状態における運動誤差の範囲

	座位	立位
X 軸	180～200	140～160
Y 軸	100～150	100～150
Z 軸	20～120	100～200

※-2G～+2G を 0～255 とした相対値

Z 軸，Y 軸における運動誤差は両状態の値と重なる場合がある．よって，この 2 軸を用いての判別だけでは，正確な判別は難しいと考えられる．X 軸の運動誤差において両状態とも重ならない値の範囲は 160～180 である．これにより閾値を 170 とする．2 つの判定を行うことで状態判別精度が上がり，正確な判別が可能になるものと考えられる．

脚部外側に取り付けた加速度センサで歩行・走行の検出を行う際，方向への依存性がない移動速度，運動量を求める必要がある．3 次元座標上でセンシングされた加速度をピタゴラスの定理を用いて合成する．求められた合成加速度を用いて速度，運動量を導出する．

図 5.72 に 3 軸加速度合成の概念を示す.

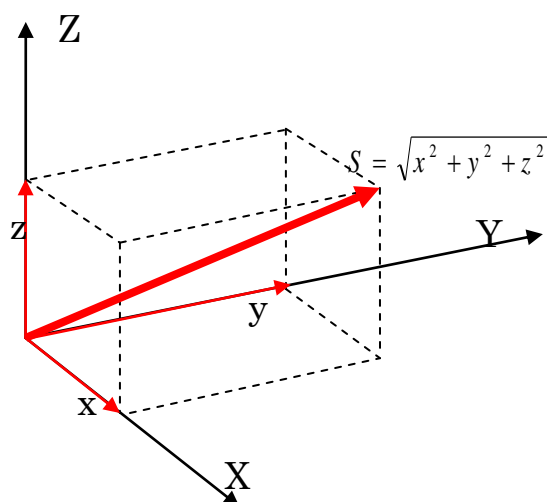



図 5.72　3 軸加速度の合成

本研究では運動量の指標として,厚生労働省が提唱するエクササイズ[Ex]および運動強度の指標である METs 値[METs]を用いる.エクササイズおよび METs 値の間には以下のような関係がある.

エクササイズ[Ex] = METs 値[METs]×時間[h]

また,一般的に用いられる運動量カロリー[kcal]と上記エクササイズおよび METs 値との間には以下のような関係がある[50].

METs 計算による運動量[kcal] = 1.05 × 運動強度[METs] × 時間[h] × 体重[kg]　(1)

また,エネルギー量の 1[J]は 0.239[cal]のため以下の式より導出できる.

ジュール計算による運動量[kcal] = 速度 ^{2}[m/s] × 質量[kg] × 0.239 ÷ 1000　(2)

しかし,METs は運動種別に細かく規定されており[47],かつ,規定 METs 値の更新や追加等が発生する[48]ため,運動種別の特定による METs 値のテーブルルックアップは困難であり,現実的ではない.

したがって本研究では,ジュール計算による運動量をもとに METs およびエクササイズを導出する.ジュール計算による運動量と METs 計算による運動量の相関を求め,最適な係数の決定を行う.

以下に,歩行時におけるジュール計算および METs 計算によって導出したカロリーとそ

の誤差を示す.
走行時の kcal 計算の結果を示す.

表 5.22　歩行時の消費エネルギー量

歩行の種類	METs 計算[kcal] (1)	ジュール計算[kcal] (2)	|(1) – (2)|
53m/分	0.04	0.0112	0.0288
67m/分	0.05	0.0179	0.0321
80m/分	0.06	0.0255	0.0345
93m/分	0.07	0.0344	0.0356
107m/分	0.09	0.0456	0.0444
120m/分	0.11	0.0573	0.0527
133m/分	0.14	0.0704	0.0696

同様に，以下に走行時におけるジュール計算および METs 計算によって導出したカロリーとその誤差を示す.

表 5.23　走行時の消費エネルギー量

走行の種類	METs 計算[kcal] (1)	ジュール計算[kcal] (2)	|(1) – (2)|
8km/時	0.14	0.0708	0.0692
8.4km/時	0.16	0.0780	0.082
9.7km/時	0.18	0.1041	0.0759
10.8km/時	0.19	0.1290	0.061
11.3km/時	0.20	0.1412	0.0588
12.1km/時	0.22	0.1619	0.0581
12.9km/時	0.24	0.1841	0.0559
13.8km/時	0.25	0.2106	0.0394
14.5km/時	0.26	0.2325	0.0275
16.1km/時	0.28	0.2867	0.0067
17.5km/時	0.32	0.3387	0.0187

表 5.22 および表 5.23 より，歩行時と走行時においての METs 計算とジュール計算の関係性について以下に示す.

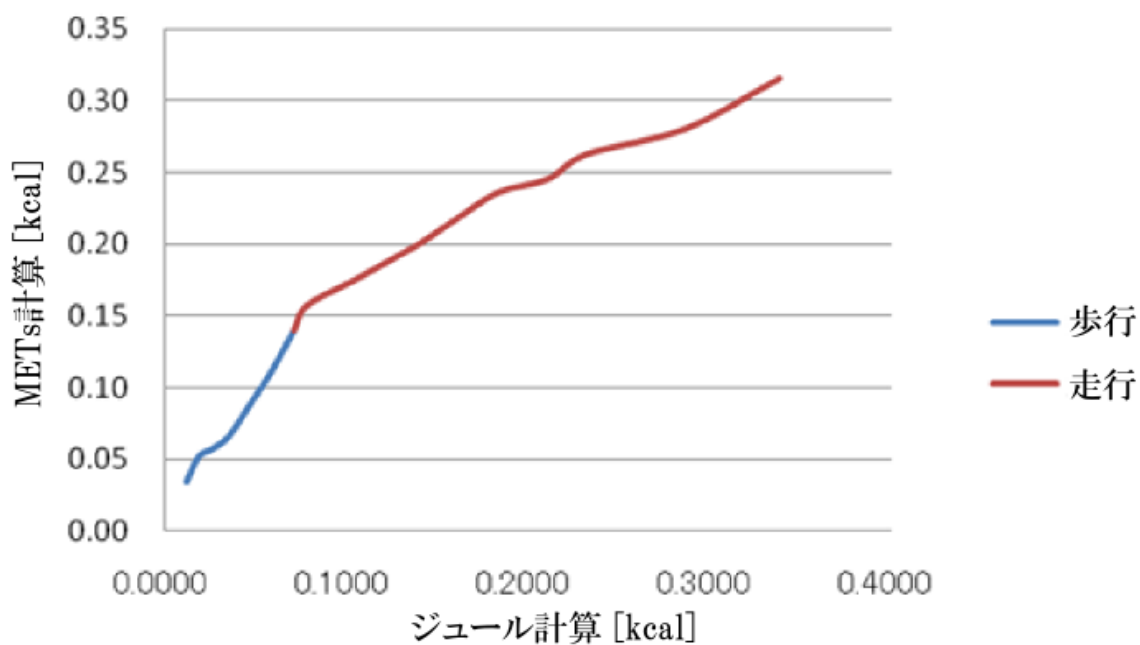



図 5.73　ジュール計算によるカロリーと METs 計算によるカロリーの関係

図 5.73 より，歩行・走行それぞれの場合において 1 次方程式によって近似した結果を以下に示す．

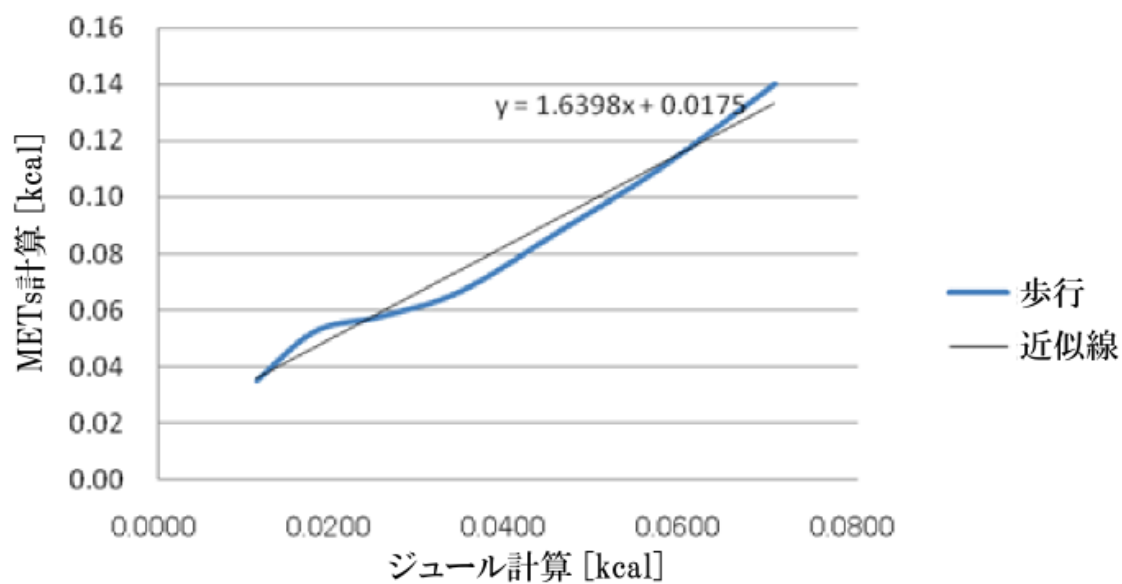



図 5.74　歩行時のジュールおよび METs 値の相関関係

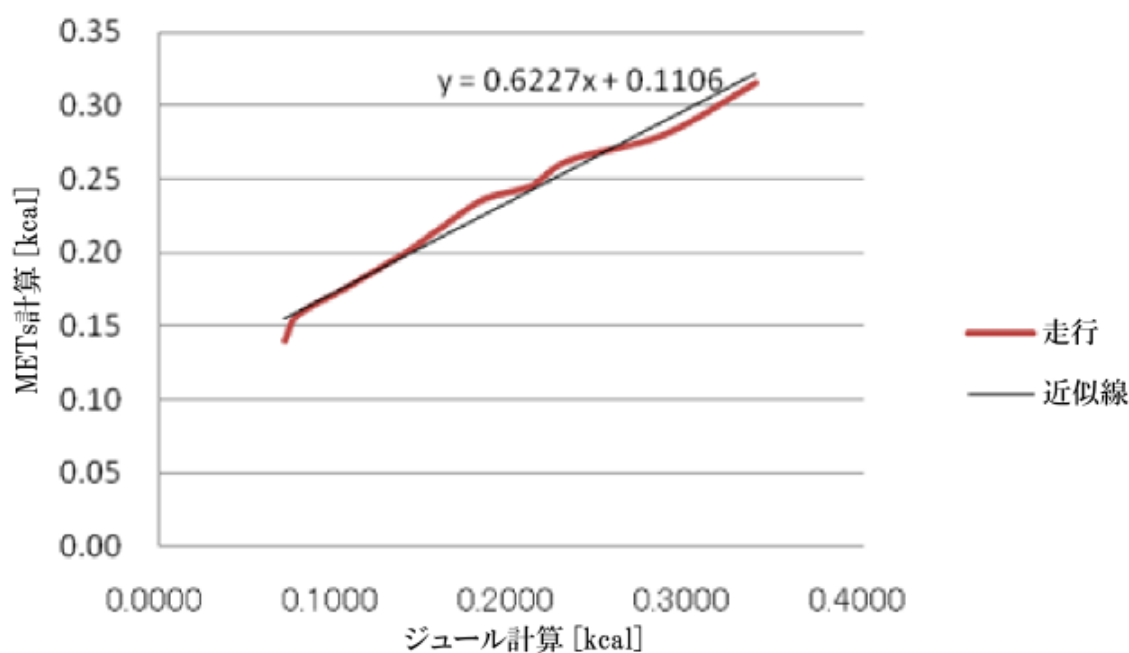



図 5.75　走行時のジュールおよび METs 値の相関関係

図 5.74 より歩行時の近似式は,

METs 計算[kcal] = 1.64×ジュール計算[kcal] + 0.0175

であり，同様に図 5.75 より走行時の近似式は,

METs 計算[kcal] = 0.623×ジュール計算[kcal]+0.111

となる．以下に，上記近似式から得たカロリーから METs 値を算出し，規定されている METs と比較する．

表 5.24　算出した METs 値と規定されている METs 値の比較（歩行）

歩行の種類	算出した METs 値[METs]	規定されている METs 値[METs]
53m/分	2.0480	2.0
67m/分	2.6748	3.0
80m/分	3.3878	3.3
93m/分	4.2269	3.8
107m/分	5.2715	5.0
120m/分	6.3725	6.3
133m/分	7.5997	8.0

表 5.25　算出した METs 値と規定されている METs 値の比較（走行）

走行の種類	算出した METs 値［METs］	規定されている METs 値［METs］
8km/時	8.8387	8.0
8.4km/時	9.0969	9.0
9.7km/時	10.0229	10.0
10.8km/時	10.9104	11.0
11.3km/時	11.3453	11.5
12.1km/時	12.0820	12.5
12.9km/時	12.8691	13.5
13.8km/時	13.8148	14.0
14.5km/時	14.5945	15.0
16.1km/時	16.5213	16.0
17.5km/時	18.3726	18.0

表 5.24 および表 5.25 より, 規定されている METs 値に極めて近い METs 値をジュールからの算出で得ることができた.

これにより，歩行と走行において，更新や追加の発生しうる規定 METs 値に依らず，運動量センサからの加速度データをもとにしたジュールからの導出によって METs 値を取得することができる.

この運動量測定センサでは，これまで運動強度を測定するためには酸素摂取量および酸素消費量を測定するための大掛かりな設備が必要であったが，体動による加速度から運動強度を推定するアルゴリズムを提案することで，ウェアラブルサイズでの運動強度計の実現可能性を示した.

5. 血圧値測定センサ

5.1　コロトコフ法

コロトコフ法は聴診法や K 音法とも呼ばれ，動脈を加圧カフによって締め付け，血管内で発生する音を検出し血圧を測定する方法である．加圧カフにより一時的に血流を止め，徐々に締め付け圧力を緩めて行き，血流が再開し始めて脈音が聞こえ始めた際の圧力を最高血圧とし，脈音が消失した際の圧力を最低血圧とする方法である．主に医師が加圧カフと聴診器を用いて測定を行う.

5.2　オシロメトリック法

オシロメトリック法はコロトコフ法と同様に加圧カフによって血流を止め，脈音ではなく血管壁の振動を検出する方法である．電子式血圧計とも呼ばれ，家庭で普及している血圧計はほとんどがこの方法を採用している．図 5.76 に示すように，家庭で普及している電子式血圧計は上腕・手首・指先で測定するものがある．

(a)上腕　　(b)手首　　(c)指先

図 5.76 家庭用電子式血圧計

上腕で測定するタイプのものは血圧計と心臓が近く血管が太いため，振動を検出することも容易で精度の良い測定が可能である．しかし，上腕は普段衣服に覆われている箇所であり，煩雑さから衣服の上から測定してしまうこともあって正確に測れない場合もある．

手首で測定するタイプのものは上腕とは異なり衣類に覆われている箇所ではないため，測定の不便さは小さい．しかし，動脈が骨と硬い腱で覆われているため圧力をかけにくく，上腕タイプと比べると誤差は大きくなる．

指先で測定するタイプのものは衣類に邪魔されることもなく，機器もコンパクトで装着も容易である．しかし，指先の血管は腕や手首と比べて細く，測定に必要な振動を正確に取得することが難しく，誤差は大きい．

このように，従来の電子式血圧計は測定箇所によってそれぞれにメリット・デメリットが存在する．

従来の血圧測定には原理上加圧カフが必須であった．しかし加圧により使用者には締め付けによる苦痛およびストレスが発生し，常時計測には不向きである．そこで本研究では加圧カフを用いない方法として，脈波伝搬遅延を利用した推定方法および加速度脈波波形変化を利用した推定方法の 2 方法を検討した．

5.3　脈波伝搬遅延を利用した推定法

脈波伝搬遅延とは，心臓の鼓動により脈波が発生してから他の血管で脈波を検知するま

でに発生する時間差のことであり, 測定方法としては図 5.77 のように心電図信号の R 波のピークと光電容積脈波の立ち上がりの時間差を検出することで得ることができる.

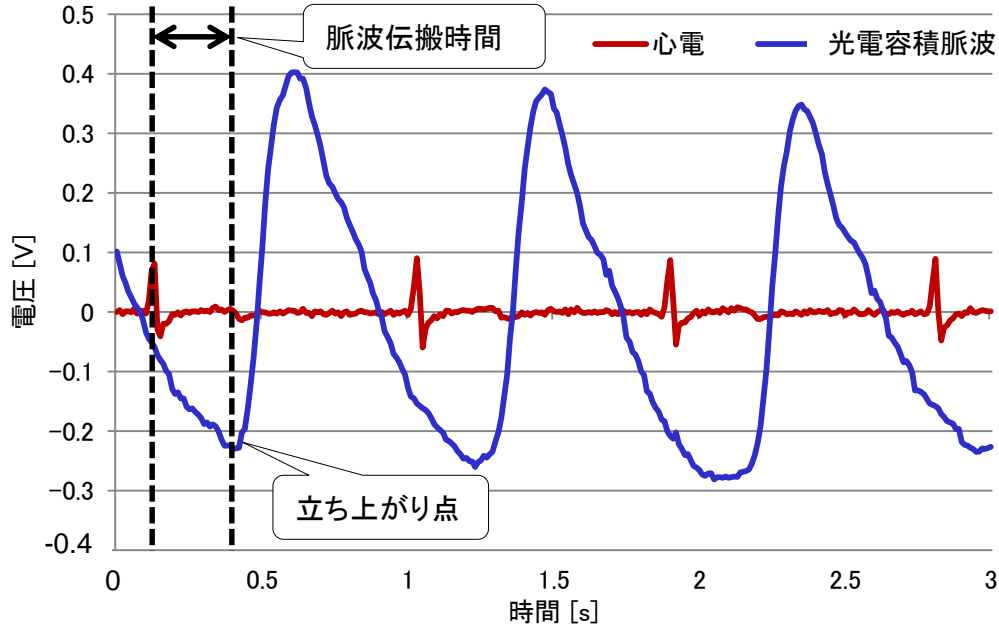



図 5.77　脈波伝搬時間の検出

本方式は会津大学の陳文西助教授らが流体力学の理論に基づき血管内の脈波伝搬モデルを解析し考案したものである．脈波伝搬モデルとは 1 次元軸対称の均質の弾性円管において血液は圧力勾配$r = p_1 - p_2$によって流動し，血管内径Rは血管内圧pの関数$R = f(\mathrm{p})$であり，内径の変動は波動として伝搬するとしたモデルである（図 5.78）[51][52].

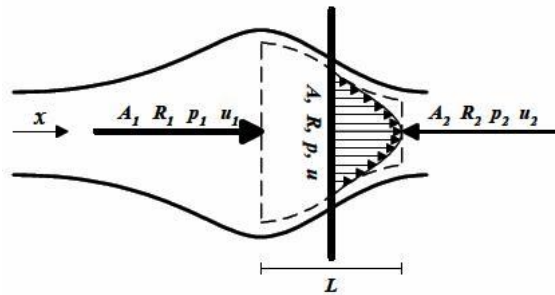



図 5.78　脈波伝搬モデル

脈波速度$v_{\pm}$は血流速度uと波動速度vの合成である.

$$v_{\pm} = u \pm v$$

血流速度uは圧力勾配r，血管内径R，血液粘性率μに依存する.

$$u(r) = -\frac{R^2}{4\mu}\frac{dp}{dx}\left[1 - \left(\frac{r}{R}\right)^2\right]$$

波動速度vは血管壁弾性率A，血液密度ρで決められる．

$$v = \sqrt{\frac{A}{\rho}\frac{1}{dA/dp}}$$

血圧に依存する血管壁弾性率は図 5.79 に示すような関数となっている．

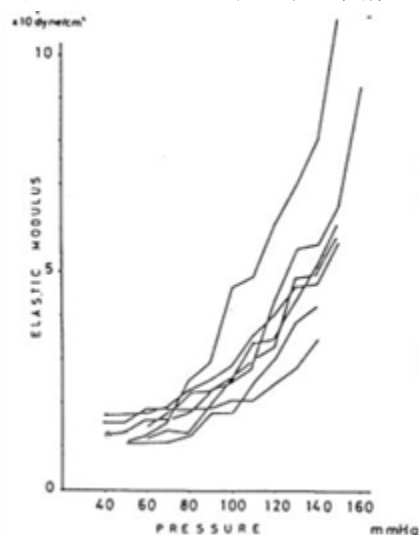



図 5.79　血圧と血管弾性率

さらに，図 5.80 に示すように収縮期血圧と脈波伝搬速度の変化傾向は常に一致する．

P_s	P_d	P_m	P_p	u	v
—	↘	↘	↗	↗	↘
—	↗	↗	↘	↘	↗
↘	—	↘	↘	↘	↘
↗	—	↗	↗	↗	↗
↗	↘	—	↗	↗	↗
↘	↗	—	↘	↘	↘
↗	↗	↗	—	—	↗
↘	↘	↘	—	—	↘

P_s：収縮期圧　P_d：拡張期圧
P_m：平均圧　P_p：脈圧
u：血流速度　v：脈波速度

図 5.80　収縮期血圧と脈波伝搬速度の変化

陳文西助教授らは脈波伝搬時間と間欠校正による収縮期血圧の推定を行った．具体的には，心電図情報を胸部から，光電脈波情報を左手人差し指から有線によって測定部に集約し，収縮期血圧の測定を行った．構成装置を図 5.81，推定結果を表 5.26 に示す．

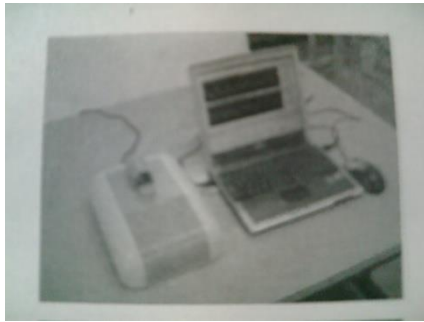



図 5.81　構成装置

表 5.26　推定結果の例

校正間隔（分）	相関係数	
	Max	Min
5	0.99	0.9
10	0.99	0.89
20	0.99	0.81

しかしこの推定方法では，配線が有線であることによって使用者の行動を制限することや，校正間隔が 5 分～20 分となっており長期間の常時計測としては不向きであることなどの課題が残されている．

そこで本研究では，脈波伝搬遅延による血圧推定法をウェアラブル血圧計として組み込むべく，無線化した心電図センサおよび光電脈波センサを試作し，ウェアラブル血圧計としての実現可能性を検討した．図 5.82～図 5.84 に試作した実験装置写真を示す．

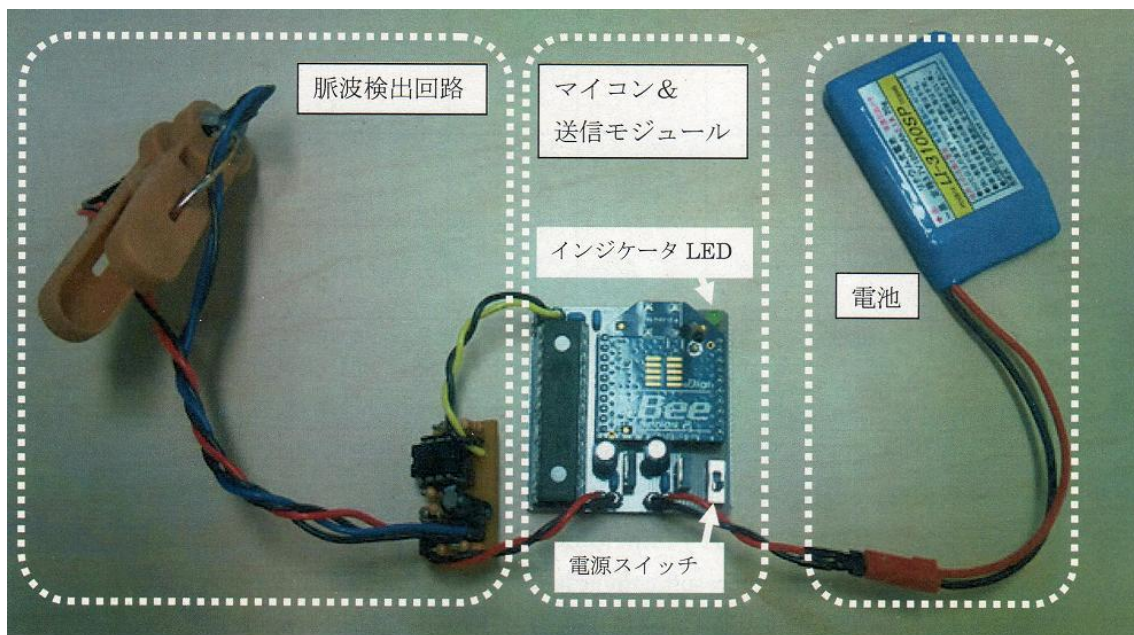



図 5.82　無線化した光電脈波センサ

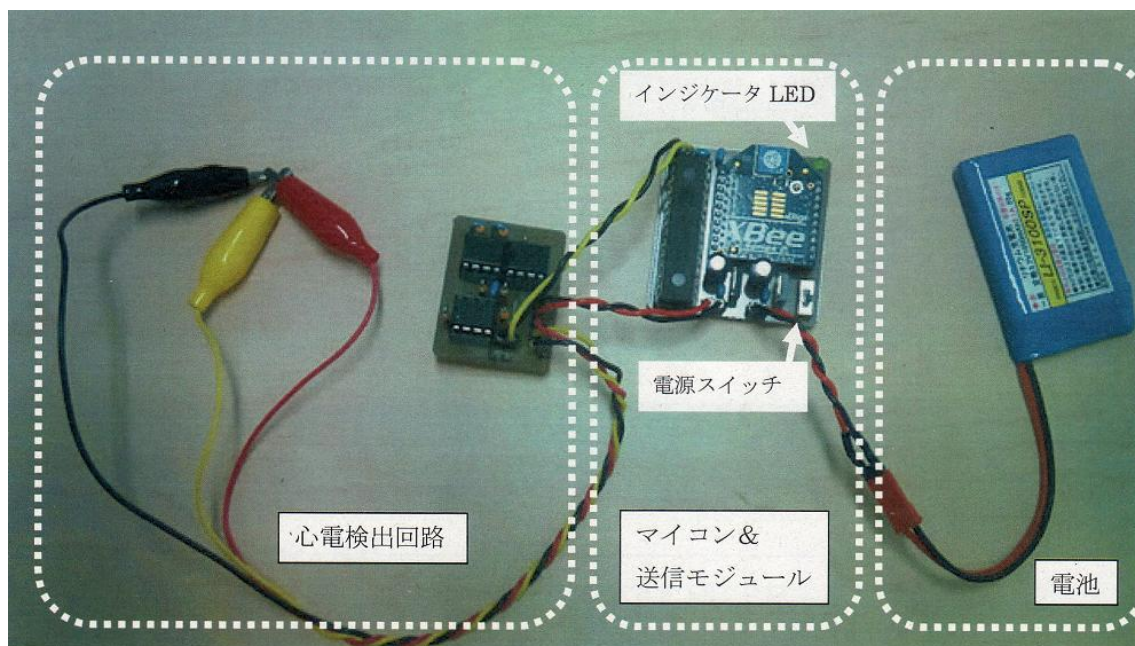



図 5.83　無線化した心電図センサ

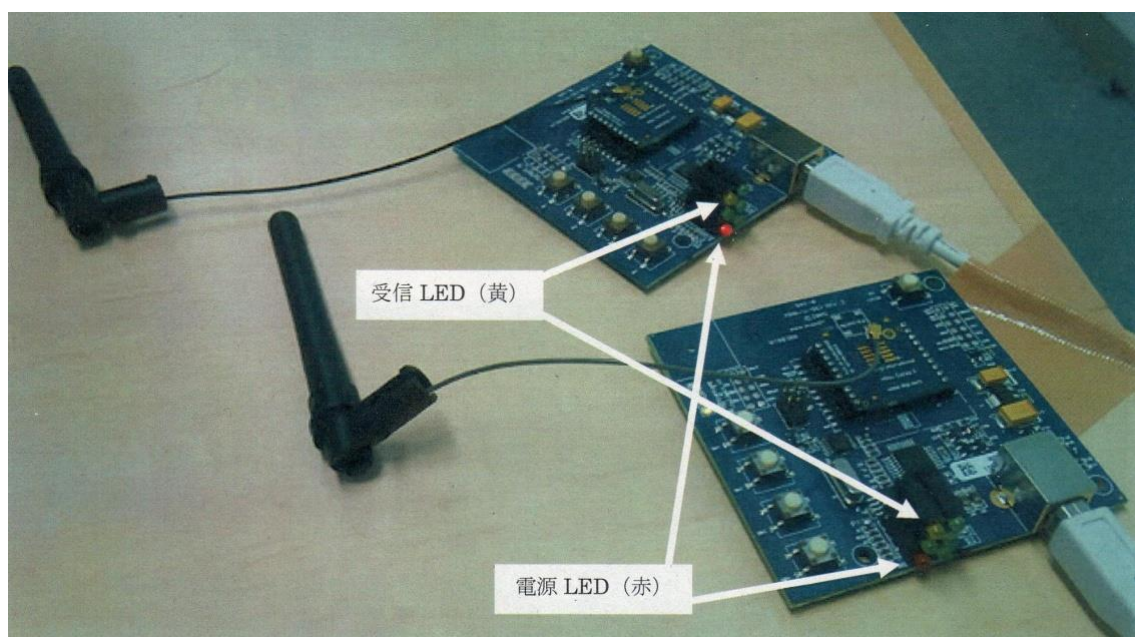



図 5.84　光電脈波情報および心電図情報受信部

本装置の機能としては，光電脈波情報を耳朶から取得し，心電図情報を胸部から取得する．取得した情報は無線(ZigBee)を用いて信号処理用端末に転送され，収縮期血圧の推定を行うものである．試作器の無線部には XBee を用いた．XBee の仕様を表 5.27 に示す．

表 5.27　XBee 仕様

Platform	XBee
性能	
RF データレート	250kbps
屋内／アーバンレンジ	最大 40m
屋外／見通しレンジ	最大 120m
送信出力	1.25mW(+1dBm)/2mW(+3dBm)ブーストモード
レシーバ感度(1%PER)	-96dBm(ブーストモード)
ネットワークとセキュリティ	
ネットワークトポロジ	ポイント・ツー・ポイント，ポイント・ツー・マルチポイント，メッシュ
チャネル数	16
スペクトラム拡散	直接拡散方式(DSSS)
アドレシング	各チャネルに 65,000 のアドレスが利用可能
その他	
温度条件	40℃～+70℃
電力条件	
入力電圧	3～6V DC
消費電力	USB：70mA（通常動作時）／200μA（サスペンドモード）

以下に光電脈波センサ（回路図：図 5.85，構成部品：表 5.28），心電図センサ（回路図：，構成部品：表 5.29），および電源部（回路図：図 5.87，構成部品：表 5.30）を示す．

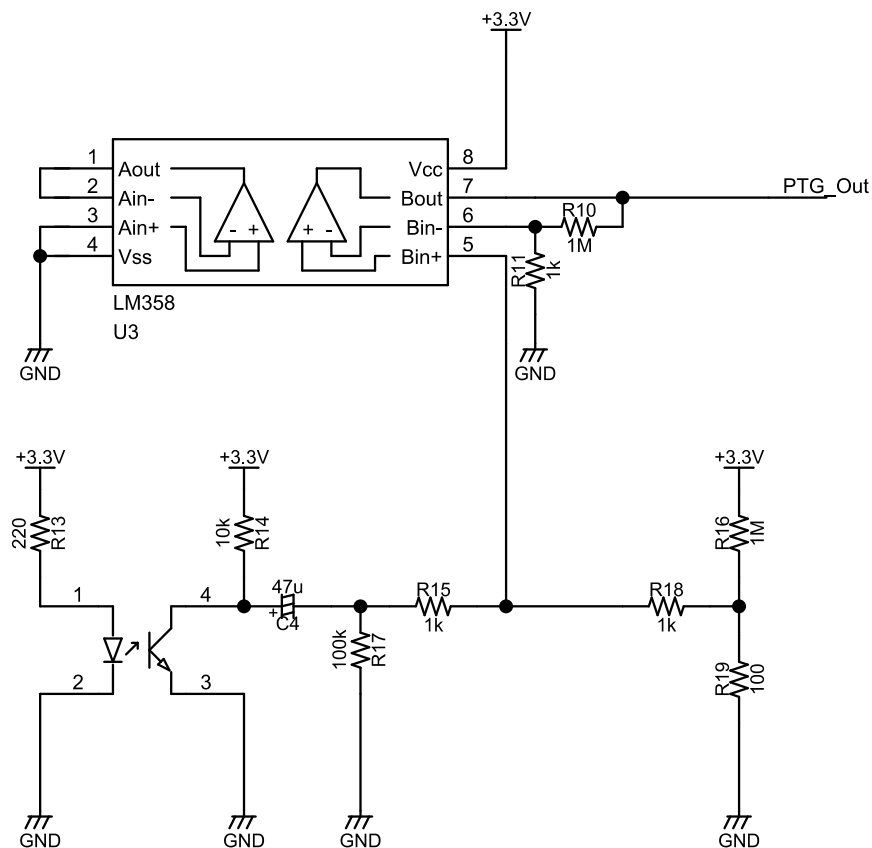



図 5.85　光電脈波センサ回路図

表 5.28　光電脈波センサ構成部品

品名	品番	備考
デュアルオペアンプ	LM358N	HTC 製
赤外線 LED		
赤外線フォトトランジスタ		
1/4W 炭素皮膜抵抗	100, 220, 10k, 100k, 1MΩ	
電解コンデンサ	47μF	

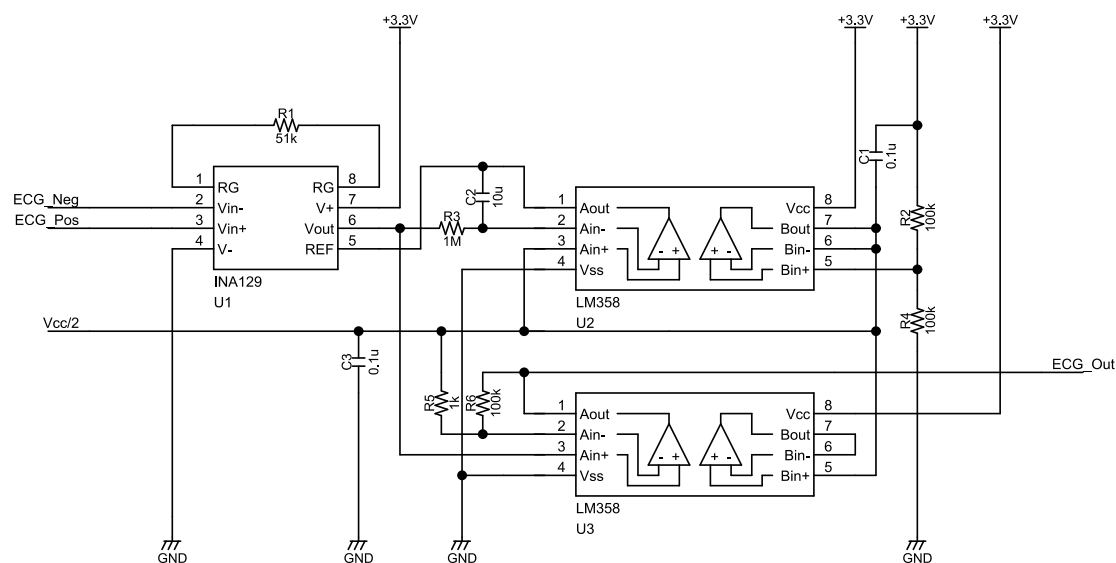



図 5.86 心電図センサ回路図

表 5.29 心電図センサ構成部品

品名	品番	備考
計装アンプ	INA129	Texas Instruments 製
デュアルオペアンプ	LM358N	HTC 製
1/4W 炭素皮膜抵抗	1k, 51k, 100k, 1MΩ	
積層セラミックコンデンサ	0.1μ, 10μF	

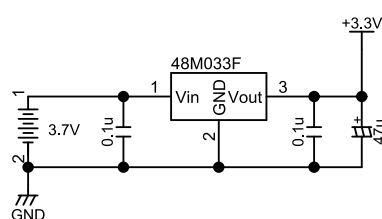



図 5.87 電源回路図

表 5.30 電源構成部品

品名	品番	備考
三端子レギュレータ	48M033F	3.3V 出力
リチウム二次電池	LI-3100SP	3.7V 1050mAh
積層セラミックコンデンサ	0.1μF	
電解コンデンサ	47μF	

光電脈波センサおよび心電図センサを装着した状態を図 5.88 および図 5.89 に示す.

図 5.88　光電脈波センサ装着時

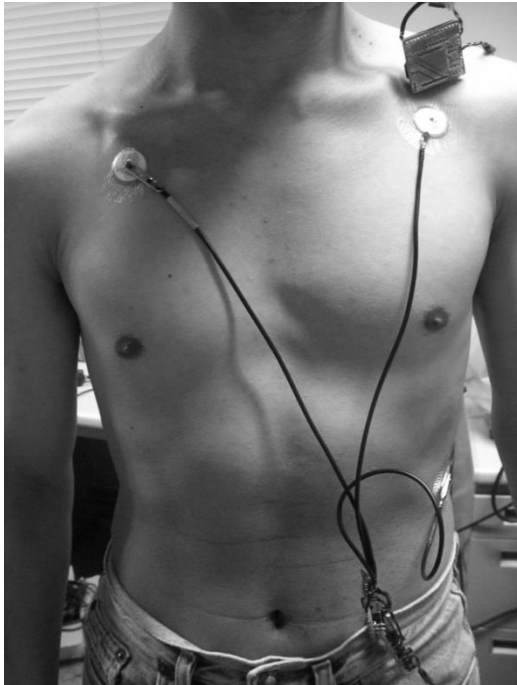



図 5.89　心電図センサ装着時

図 5.90 に本装置を用いて得られた心電図および光電脈波のデータ例を示す.

	A	B	C	D	E
1	Time[s]	COM5[mV]	COM6[mV]		
2	0.012	914	372		
3	0.023	920	372		
4	0.035	923	358		
5	0.047	915	358		
6	0.058	902	355		
7	0.07	888	354		
8	0.082	869	347		
9	0.093	863	347		
10	0.105	879	343		
11	0.117	870	343		
12	0.128	933	354		
13	0.14	1021	354		

図 5.90　取得データ例

図 5.91 に本装置のブロック図を示す.

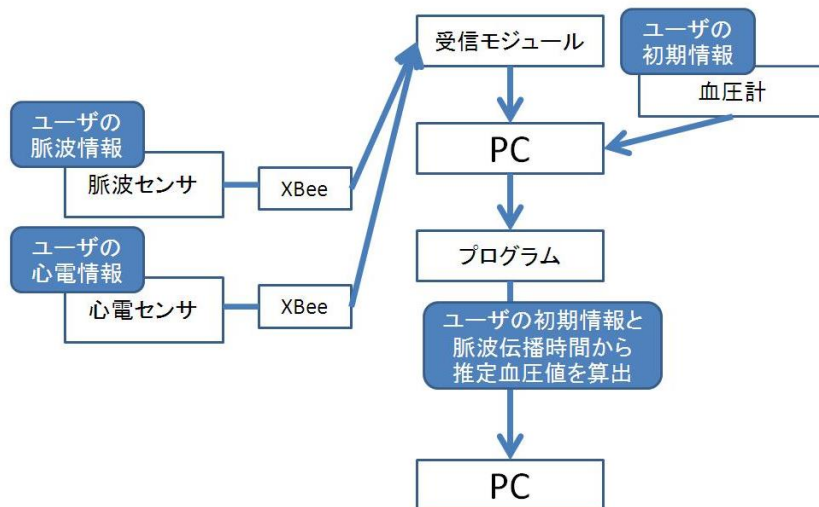



図 5.91 脈波伝搬遅延を利用した血圧推定システムのブロック図

血圧推定は次のようなシーケンスで行う.

（1）R 波のピーク検出

ピークが約 0.5 秒毎に現れるので，測定は 0.01 秒ごととし，保存した CSV ファイルから 50 個のデータを読み出し，読み出した値にソートをかけ最大値を R 波のピークとして検出する．そのピーク時の時間を別の CSV ファイルに保存する.

（2）脈波の立ち上がり点の検出

（1）と同様に保存した CSV ファイルから 1 回の立ち上がり点を含む 50 個のデータを読み出し，読み出した値にソートをかけ最小値を脈波の立ち上がり点として検出する．そのピーク時の時間を別の CSV ファイルに保存する.

（3）脈波伝播時間を算出

（1）・（2）で求めた脈波の立ち上がり点の時間から R 波のピーク時の時間を引き，未加工の生の脈波の伝播時間を求める.

（4）ノイズの除去

心電・脈波センサで取得した値には体動やセンサのエラーなどにより，異常値を含む. これにより（1）・（2）で検出した値にも異常値により検出した時間が含まれ，結果として（3）で求めた脈波伝播時間（PAT）はノイズを含んだ値になっている.

そこでこのノイズの除去を行う．まず幅の狭いスパイク状ノイズを除去するために近傍数 2 のメディアンフィルタを使用する．次に幅の広いスパイク状ノイズに注目値を含む 3 値に｛-2，32，-2｝の微分フィルタをかけノイズを検出して検出した区間内のデータを削除し，1 次スプライン関数によりデータを削除した区間の欠損値を補間する.

（5）血圧推定

ノイズが除去された PAT の変化量を血圧の変化量とし，ユーザの血圧推定開始時血圧を

初期値とし，この 2 値を加算することで推定値の血圧を得る．

心電図情報および光電脈波情報を取得するのと同時に上腕式電子血圧計から血圧を測定し，図 5.92 のような形式で解析用 PC に蓄積する．

	A	B	C	D	E	F
1	血圧(SBP)(mmHg)	血圧(DBP)(mmHg)	時間(時:分)	経過時間(分)	脈拍(回/分)	
2	122	88	20:35	0	78	
3	128	87	20:40	5	76	
4	125	88	20:45	10	78	
5	128	88	20:50	15	74	
6	119	83	20:55	20	71	
7	122	80	21:00	25	77	
8	135	92	21:04	30	82	
9	129	92	21:09	35	84	
10	129	95	21:15	40	85	
11	116	80	21:20	45	78	
12						

図 5.92　実測値の蓄積ファイル

次に，既存の脈波伝搬遅延を用いた血圧計と，上腕血圧を比較した結果を図 5.93 に示す．

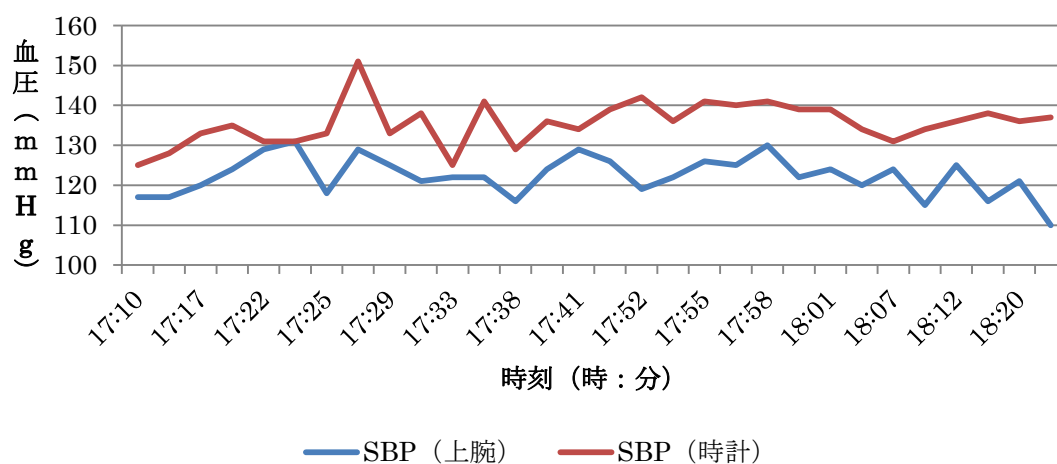



図 5.93　既存血圧計測定値と上腕血圧

既存血圧計と上腕血圧の相関値は 0.273 であった．本研究で試作した血圧センサの推定値と実測値の相関値は短時間においては，キャリブレーションなしの場合 0.695，1 分ごとのキャリブレーションでは 0.913 であった．長時間においてはキャリブレーションなしの場合は 0.325，6 時間ごとのキャリブレーションの場合は 0.461 であった．比較結果を図 5.94 に示す．

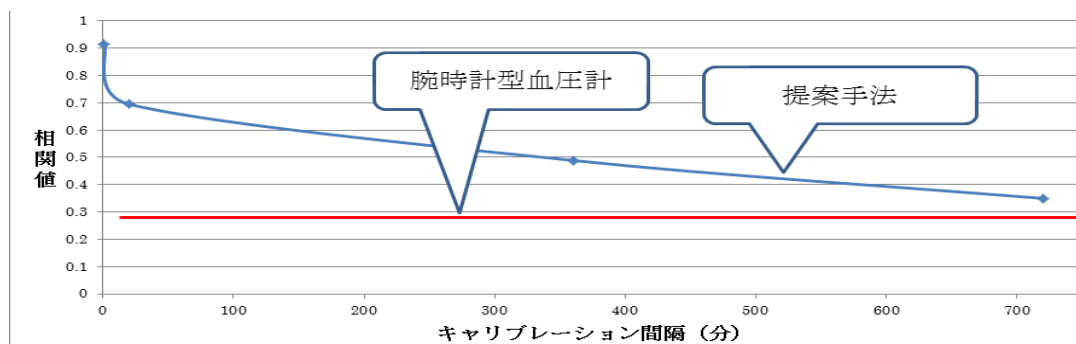



図 5.94　相関値の比較

このように，既存の脈波伝搬遅延を用いた血圧計よりも高い相関値を得ることができた．

5.4　加速度脈波波形変化を利用した推定法

次に，加速度脈波波形変化を利用した推定方法について述べる．加速度脈波とは光電容積脈波を時間で 2 次微分したものであり，血管壁の弾性や伸展性と相関があることが知られている[51]．しかし，加圧カフによる測定に比べて測定精度は低く，未だ実用レベルには達していない．本研究では従来の推定方法で用いていた加速度脈波特徴量に加え，特徴量が出現するまでの時間情報を含めることによる推定精度向上を検討した．加速度脈波特徴量および時間情報を図 5.95 に示す．

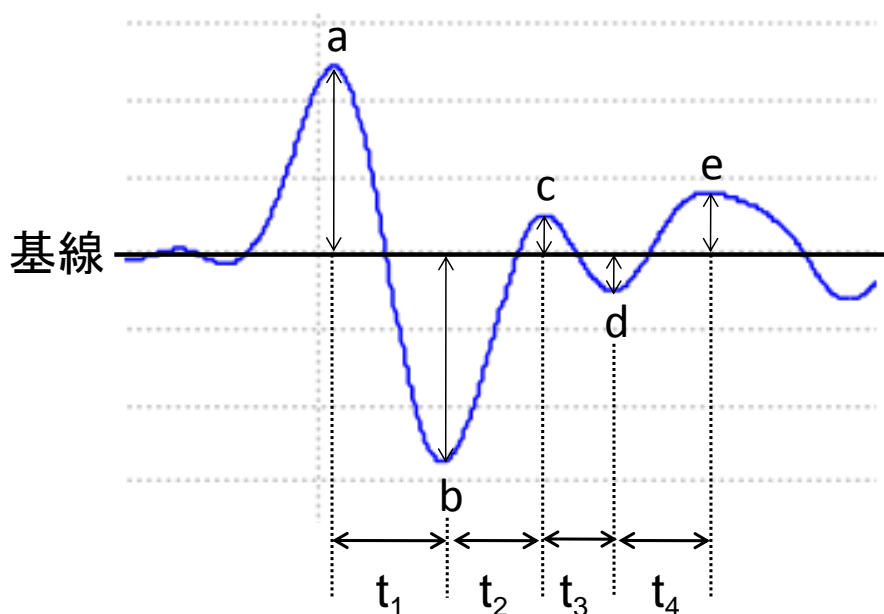



図 5.95　加速度脈波

図 5.95 中の a～e が従来用いられていた加速度脈波特徴量である[53][54]．本研究では加

速度脈波特徴量に加え t_1～t_4 の時間情報を含めて推定モデルを作成することで，推定精度の向上を検討した．これは，血圧は血流量と相関があり，また血流量は血流速度と相関があるため，血流速度情報（時間情報）が血圧を推定する上で有効なデータとなり得るという予想に基づくものである．

血圧変化と加速度脈波波形変化の相関を調査するため，一日のうちランダムな時間に 20 回の血圧および加速度脈波の同時測定を行い，これを 4 日間繰り返した．得られた 80 サンプルのデータを元に重回帰分析による相関分析を行った．

図 5.96 に(a)従来手法（加速度脈波特徴量のみ）および(b)提案手法（加速度脈波特徴量＋時間情報）での推定値と実測値の関係を示す．

(a) 従来手法　　(b) 提案手法

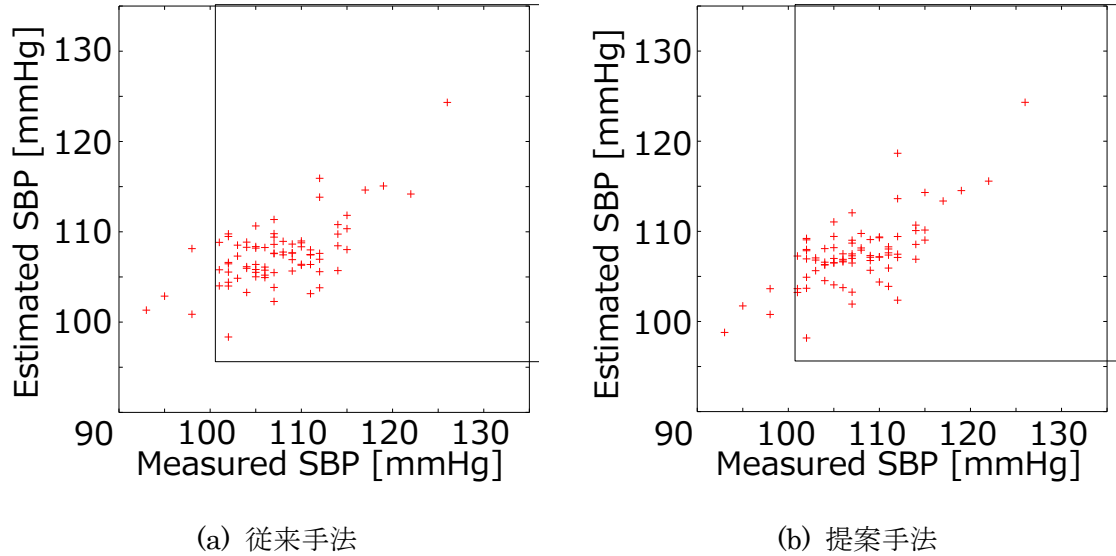



図 5.96　収縮期血圧(SBP)の推定値と実測値の関係

表 5.31 に重回帰分析決定係数の比較を示す．従来手法に比べ，提案手法が良い推定モデルを示していることが分かる．

表 5.31　重回帰分析決定係数の比較

	従来手法	提案手法
重相関係数	0.65	0.70
決定係数	0.42	0.49
自由度調整済決定係数	0.39	0.43

血圧の無拘束計測を実現するため，加圧カフを用いない血圧計測についての検討を行った．加速度脈波の特徴量から血圧を推定する手法（従来手法）に時間情報を加えた手法（提案手法）との比較実験を行い，時間情報の有無による推定精度の違いについて検証した．結果，時間情報を加えることで重回帰分析自由度調整済決定係数が 0.39（従来手法）→0.43

（提案手法）となり，時間情報を加えて推定モデルを作成することの有効性が示された．

これは，血圧と血流速度が相関関係にあり，血流速度情報（時間情報）が血圧を推定する上で有効なデータとなったことが要因と推測される．

血圧測定センサでは，これまで加圧カフを必須としていた血圧測定に対し，脈波伝搬遅延を利用した推定と脈波波形の変化からの推定という異なる切り口からアプローチし，脈波伝搬遅延での血圧測定ではデバイスを無線化しウェアラブルセンサとしての実現可能性を示し，脈波波形変化での血圧測定では従来手法の脈波波形特徴量のみではなく時間情報を含めた推定によって測定精度を改善し，加圧カフによる装着ストレスを排除した血圧測定の検討を行った．

ウェアラブル型常時測定バイタルセンサの研究

博士論文審査委員会

主査	中嶋　信生	教授
委員	髙玉　圭樹	教授
委員	市川　晴久	教授
委員	梶本　裕之	准教授
委員	西　一樹	准教授

A Study on Continuous Measurement Wearable Biometric Information Sensors

Abstract

Continuous biometric information monitoring technology will be indispensable for coming aging society in order to keep the health of the old men and women. Especially, ECG, momentum, blood pressure, pulse rate, respiration rate are important indicators for monitoring health conditions. Technology to measure noninvasively these important indicators without stress has been studied extensively.

In this study, we are aiming to achieve health care network system to monitor human biometric information. Health care network system is configured by 1) vital signs sensors, 2) Body Area Network (BAN), 3) biometric information network using the Internet. 1) vital sign sensors are a sensor group that acquires vital signs constantly. 2) BAN is aggregated biometric information from vital signs sensors. 3) biometric information network using the Internet is a mechanism that utilize biometric information from BAN for medical, nursing and health management.

In this paper, pulse rate and respiration rate sensor are investigated. There are 2 types of method for measuring pulse rate and respiration rate. i) wearable vital signs sensors. ii) vital sings sensors that are embedded in environment. i) wearable vital sensors are suitable for continuous measurement than ii) vital signs sensors that are embedded in environment because humans move around in the room.

We focused on development of wrist watch type sensors in order to measure biometric information for 24 hours a day without stress. Existing wrist watch type pulse sensor was less accurate because of the sensor cannot acquire stable pulse wave. We investigated photo-interrupter array and body motion removal algorithm. These inventions achieve stable pulse wave measurement. Furthermore, we developed wrist watch type wearable respiration rate sensor.

These techniques make it possible to measure pulse rate and respiration rate anytime, anywhere. The proposed equipment is applicable for continuous monitoring of solitary people and home-bound patient health condition for coming aging society.

ウェアラブル型常時測定バイタルセンサの研究

概要

近年我が国では，高齢化社会の到来により独居者や在宅医療を受ける患者が増加し，患者の健康状態評価や生存確認を行う目的で，生体情報の 24 時間常時モニタリングの必要性が高まっている．このような背景の中，バイタルサイン（脈拍数，呼吸数，心電図，運動量，血圧など）の無侵襲・無拘束計測技術の研究が盛んに行われている．無侵襲・無拘束計測技術とは，利用者の身体を傷つけず，日常生活や生活行動を制限することなく，利用者のバイタルサインを取得することを目指すものである．本研究では，人間のバイタルサインをモニタし，必要な情報をインターネットなどを介してリアルタイムで医療，介護，健康管理センタに提供するヘルスケアネットワークシステムの実現を目指している．ヘルスケアネットワークは 1)バイタルサインセンサ，2)Body Area Network (BAN)，3)インターネットを用いた情報ネットワークで構成される．1)バイタルサインセンサとはバイタルサインの常時センシングを可能とするセンサ群であり，2)BAN とはバイタルサインセンサ群から得られたセンシングデータを本用途に特化した最適な通信方式によって集約するネットワークである．3)インターネットを用いた情報ネットワークとは BAN が集約したセンシングデータを医療，介護，健康管理等の目的でインターネットを介して利用できるようにする仕組みである．

その中で本論文では，1)バイタルサインセンサがセンシングするバイタルサインの中で脈拍数と呼吸数に着目し，毛細血管からの赤外線反射を利用して得た光電脈波から呼吸数・脈拍数を測定するセンサを検討した．脈拍数・呼吸数を無侵襲・無拘束で計測する技術は，大きく分けて i)センサを身体に取り付ける方法（ウェアラブル型），ii)環境にセンサを設置しリモートセンシングを行う方法（環境埋め込み型）の 2 つがある．環境埋め込み型は，ウェアラブル型と異なり身体に器具を取り付ける必要はないが，例えばベッド上に圧力センサを配置し，呼吸に伴う体表面の上下変位を取得するといった方法で呼吸数を計測する．しかしこのような方法の場合，バイタルサインの計測がベッド上などの場所に限定されてしまう．利用者は自由に動き回るため，連続的なバイタルサイン測定をするためには場所を限定することのないウェアラブル型が望ましい．

本論文では，利用者に対するストレスのない 24 時間連続測定を可能にするために，既に日常生活に溶け込んでいる腕時計の形をした腕時計型のセンサに着目した．従来の腕時計型脈拍数測定センサは脈波検出が安定せず，脈拍数の精度も低かったが，脈波波形を安定して取得できるアレイ状フォトインタラプタ，および脈波波形を周波数解析し体動状態を検出することで体動状態除去をするアルゴリズムを考案し実装することで，高精度かつ安定した脈拍数測定が可能となった．さらに，呼吸数測定センサでは，脈波波形に呼吸性変

動が重畳することに着目し，腕時計型脈拍数測定センサから得られた脈波波形を周波数解析し脈波波形内の脈拍数成分と呼吸数成分を切り分けることで，脈拍数と呼吸数を同時に腕時計型センサで取得することを可能にした．

これらの要素技術を組み合わせた脈拍数・呼吸数計測法によって，従来の技術では空間的に限定され，また精度の低かった脈拍数測定を場所や時間を選ばずいつでもどこでも常時測定できるものにし，さらに呼吸数を同時に測定する方法を確立した．これらの技術は，独居者や入院・在宅患者の健康状態をより正確かつ詳細にモニタ可能にするもので，現在の高齢化社会において重要な役割を担うと考える．